

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MALEK BEN HAMMOUDA

CONCEPTION D'UN CIRCUIT D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE
RECONFIGURABLE POUR LA TÉLÉPHONIE MOBILE

JUIN 2012

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Remerciements

J'adresse mes remerciements, dans un premier temps, à mon professeur Frédéric Domingue pour m'avoir encadré, pour sa disponibilité, son aide, ses qualités humaines, le partage de son savoir-faire technologique et théorique m'a été bénéfique. Je tiens à exprimer ma reconnaissance pour son soutien et son intérêt apporté à mon travail.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes collègues du Laboratoire de Microsystèmes et Télécommunications (LMST), pour leur aide et leur soutien moral durant la période de ma maîtrise.

Je tiens aussi à remercier l'Université du Québec à Trois Rivières (UQTR) pour son engagement et ses encouragements, pour m'avoir donné l'opportunité de poursuivre mes études de cycle supérieur, grâce à son programme de bourses incitatives.

Je tiens de même à remercier les professeurs Adel Omar Dahmane et Adam W. Skorek pour avoir accepté d'évaluer ce travail de recherche.

Finalement, j'adresse mes sincères remerciements à ma famille : mon cher père Mohamed, ma chère mère Souad, mes frères Ridha et Ibrahim, ma sœur Alia et mon beau-frère Lotfi pour leur soutien moral et inconditionnel, ainsi que pour leurs encouragements et conseils durant la préparation de ce travail, je vous remercie d'avoir cru en moi et de m'avoir aidé à suivre mes ambitions.

Résumé

Le déploiement des systèmes de la communication portable à l'échelle planétaire s'est effectué à une vitesse fulgurante. Cette progression rapide a amené à l'émergence d'une multitude de standards répondant progressivement aux besoins des consommateurs.

La propagation de ses standards à l'échelle mondiale était plus ou moins rapide. Or, à l'ère de la mobilité internationale des consommateurs, il est primordial de conserver la compatibilité des terminaux avec les divers standards. Toutefois, cette contrainte de compatibilité affecte considérablement l'architecture RF des systèmes de communication. Ainsi, pour répondre à tous les besoins, il serait utile alors d'avoir des composants micro-ondes agiles multistandards et multi-bandes adaptables à n'importe quel standard.

Ce travail traite une stratégie d'adaptation d'impédance variable qui s'applique dans un contexte de réalisation d'un composant micro-ondes agile. Pour la réalisation de ce réseau, une composante RF-MEMS « Radio-Frequency-Micro-Electrical-Mechanical Systems » est utilisée, elle permettra l'augmentation de la flexibilité, l'optimisation des circuits et une performance optimale en termes de linéarité et d'efficacité. La tâche consiste à concevoir et à optimiser une solution à base de RF-MEMS.

Mots-clés : Téléphonie mobile, RF-MEMS, réseau d'adaptation d'impédance, lignes DMTL et amplificateur reconfigurable.

Table des matières

Remerciements.....	ii
Résumé.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des tableaux.....	ix
Liste des figures	x
Liste des abréviations.....	xvi
Liste des symboles	xix
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Objectifs	2
1.2 Méthodologie.....	3
1.3 Organisation du mémoire	4
Chapitre 2 - État de l'art.....	6
2.1 Évolution des standards de communication sans fil.....	6
2.2 Les standards téléphoniques.....	9
2.2.1 La première génération	9

2.2.2	La deuxième génération.....	9
2.2.3	La troisième génération	11
2.2.4	La quatrième génération	12
2.3	Les normes de télécommunications	13
2.3.1	Bluetooth (IEEE 802.15.1)	13
2.3.2	ZigBee (802.15.4).....	14
2.3.3	WiFi (IEEE 802.11x).....	14
2.3.4	WiMax (IEEE 802.16).....	14
2.4	Technologie RF pour les dispositifs agiles.....	16
2.4.1	Transistors à effet de champ PHEMTs.....	17
2.4.2	Les microsystèmes RF-MEMS	18
2.4.3	Modes d'activation des commutateurs capacitifs MEMS	20
2.4.4	Fiabilité des composants RF MEMS	21
2.5	Conclusion.....	23
Chapitre 3 - Revue de littérature		25
3.1	Les techniques de configuration des amplificateurs RF agiles	25
3.1.1	Amplificateurs à deux niveau de puissance variables	26
3.1.2	Amplificateurs à fréquence d'opération reconfigurable	27
3.1.3	Amplificateurs à bande de fréquence variable.....	33

3.1.4	Amplificateurs à classe ajustable	36
3.2	Les réseaux d'adaptation d'impédance variable	38
3.2.1	Réseaux d'adaptation à tronçons variables basé sur une banque de condensateurs	39
3.2.2	Réseaux d'adaptation à multiples tronçons variables	41
3.2.3	Réseaux d'adaptation à base d'une ligne de transmission MEMS distribuée	45
3.2.4	Réseaux distribués intégrant une structure à ondes lentes SW- DMTL	47
3.2.5	Réseaux distribués intégrant un déphaseur MEMS-RF reconfigurable à ondes lentes SW-DMTL	51
3.2.6	Réseaux exploitant une ligne DMTL	53
3.2.7	Réseaux distribués intégrant une ligne SW et un interrupteur à double états	57
3.2.8	Réseaux distribués intégrant une structure CPW à ondes lentes SSW-DMTL	60
3.3	Conclusion	61
Chapitre 4 - Conception d'un amplificateur reconfigurable pour les applications mobiles PCS 1900		63
4.1	Conception d'un amplificateur agile reconfigurable	64
4.2	Analyse de circuit actif	64

4.3	Analyse du circuit de polarisation	65
4.4	Théorie du réseau d'adaptation d'impédance.....	66
4.4.1	Structures des lignes de transmission coplanaire DMTL	67
4.4.2	Principe du fonctionnement d'un commutateur capacitif MEMS.....	68
4.4.3	Modèle distribué des lignes de transmission coplanaire.....	71
4.4.4	Dimensionnement de la structure DMTL	72
4.4.5	Les coefficients de réflexion.....	73
4.4.6	Analyse des structures DMTL	76
4.5	Fabrication du processus UW-MEMS	81
4.6	Résultats de l'amplificateur reconfigurable	86
4.7	Conclusion.....	89
Chapitre 5 - Description d'un banc de test pour déterminer la fiabilité des commutateurs RF-MEMS.....		
5.1	Principe du fonctionnement du commutateur RF-MEMS à contact ohmique.....	91
5.1.1	Théorie du fonctionnement du commutateur RF-MEMS à contact ohmique.....	91
5.1.2	La tension d'actionnement Pull-in.....	93
5.1.3	La résistance de contact	94

5.1.4	La tension de relâchement Pull-out	95
5.2	Le banc de caractérisation électromécanique.....	95
5.3	Étude des paramètres électromécaniques des RF-MEMS.....	96
5.3.1	La séquence de maintien.....	99
5.3.2	La séquence des cycles	101
5.3.3	Détection des tensions d'activation	102
5.3.4	Détection de la résistance de contact	103
5.4	Conclusion.....	103
	Conclusion	104
	Bibliographie.....	108
	Annexe A – Article publié IEEE.....	113
	Annexe B – Modèle ADS utilisé pour extraire les paramètres distribués	118

Liste des tableaux

Tableau 2.1 Comparaison de différentes technologies des interrupteurs RF tirée de G. M. Rebeiz et al. IEEE Microwave Magazine Octobre (2009)	20
Tableau 2.2 Caractéristiques des différents modes d'activation des MEMS tirées de Rebeiz (2003).....	21
Tableau 2.3 Composants RF-MEMS à contact métallique fiable tirés de Rebeiz G.M et al., (2009)	22
Tableau 2.4 Composants RF-MEMS capacitifs fiables tirés de Rebeiz G.M et al., (2009)	22
Tableau 2.5 Caractéristiques de quelques standards cellulaires tirées d'IEEE 802.15.4 Standard.....	24
Tableau 3.1 Performance d'amplificateur de puissance fabriqué tirée de Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006).....	32
Tableau 3.2 Performance de l'amplificateur de puissance fabriqué adaptée de Fukuda et al., (2006).....	34
Tableau 3.3 Comparaison des résultats de P.J. Bell et Z. Popovic avec un amplificateur de classe A et de classe E conventionnel	37
Tableau 3.4 Résumé de topologies développées.....	62
Tableau 4.1 Paramètres de design de la ligne coplanaire CPW avec LineCalc-ADS	72
Tableau 4.2 Spécification technique des paramètres sur Linecalc-ADS	77
Tableau 4.3 Résultats des simulations de l'adaptation d'impédances avec ADS tirées de Malek Ben Hammouda et al., (2011).....	80

Liste des figures

Figure 1.1 Description de l'évolution des terminaux mobiles adaptée de O. Frioui et al.,(2007).....	2
Figure 1.2 Systèmes de communications sans fils adaptés de Okazaki et al.,(2007)	3
Figure 2.1 Évolution des standards téléphoniques adaptée de Boeck et al., (2003)	8
Figure 2.2 Architecture d'un téléphone cellulaire moderne compatible aux standards GSM, UMTS et GPS adaptée par G. M. Rebeiz et al.	16
Figure 2.3 (a) Photographie du commutateur capacitif de Raytheon et (b) vue de coupe tirée de Rebeiz (2003)	19
Figure 3.1 Amplificateur à deux niveaux de puissance variables adapté de Hacker et al., (2004)	27
Figure 3.2 Réponse fréquentielle (a) et efficacité (b) tirées de Hacker et al., (2004)	27
Figure 3.3 Schéma fonctionnel de l'amplificateur de puissance intelligent tiré de Qiao et al., (2005).....	28
Figure 3.4 Schéma du réseau d'adaptation à 16 états tiré de Qiao et al., (2005).....	29
Figure 3.5 Amplificateur accordable sur la bande 8-12 GHz (a), le circuit actif (b) et le circuit d'adaptation d'impédance (c) tirés de Qiao et al., (2005)	29
Figure 3.6 La réponse fréquentielle de l'amplificateur tirée de Qiao et al., (2005)	30
Figure 3.7 Efficacité et puissance de sortie pour la bande 2000 MHz (a), la bande 1500 MHz (b) et la bande 900 MHz (c) tirées de Fukuda et al., (2006).....	31
Figure 3.8 Schéma de l'amplificateur triple-bandes tiré de Fukuda et al., (2006).....	31

Figure 3.9 Photographie du module d'amplification multi-bandes tirée de Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006).....	32
Figure 3.10 Réseau de blocs d'adaptation en entrée tiré de Fukuda et al., (2006)	33
Figure 3.11 Représentation du niveau de puissance et d'efficacité pour chaque fréquence tirée de Fukuda et al., (2006).....	34
Figure 3.12 Schéma de principe de l'amplificateur agile adapté de F. Domingue et al., (2009).....	35
Figure 3.13 Performance de l'amplificateur agile tirée de F.Domingue et al., (2009)	35
Figure 3.14 Amplificateur de classe variable tiré de P.J. Bell, Z. Popovic et Dyck (2006).....	36
Figure 3.15 Performance de l'amplificateur à classe variable tirée de P.J. Bell, Z. Popovic et Dyck (2006)	37
Figure 3.16 Architecture d'un amplificateur à classe adaptable selon N. Deltimple et al., (2005).....	38
Figure 3.17 Tronçon reconfigurable (a), Banque d'interrupteur capacitif (b) tirés de Papapolymerou et al., (2003).....	40
Figure 3.18 Résultats simulés et mesurés pour un syntoniseurs (A) 4 bits x 4 bits, (B) 2 bits x 2 bits à 20 GHz (a), 15 GHz (b) et 10 GHz (c) tirés de Papapolymerou et al., (2003).....	41
Figure 3.19 Modèle de l'amplificateur reconfigurable tiré de C. Zhang et A. E. Fathy (2005)	42
Figure 3.20 Réseau d'adaptation reconfigurable en sortie adapté par C. Zhang et A. E. Fathy (2005).....	42
Figure 3.21 Performances de l'amplificateur reconfigurable tirées de C. Zhang et A. E. Fathy (2005) en HB et en LB.....	43
Figure 3.22 Schéma d'un circuit simple tronçon (a) et un circuit réel utilisant un tronçon variable (b) tiré de Vaha-Heikkila et al., (2007)	44
Figure 3.23 Circuit équivalent (a) et schémas d'une vue en coupe transversale d'un commutateur MEMS capacitive (b) tirés de Vaha-Heikkila et al., (2007)	44
Figure 3.24 Résultats mesurés à 20 GHz (a), 30 GHz (b) et 40 GHz (c) tirés de Vaha-Heikkila et al., (2007)	45

Figure 3.25 Résultats mesurés et simulés tirés de Vaha-Heikkila et al., (2005).....	45
Figure 3.26 Composantes tirées par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2005).....	46
Figure 3.27 Synthétiseur fabriqué par Yumin, Katehi et Peroulis (2005)	46
Figure 3.28 Schéma d'un réseau d'adaptation distribué (a) et Contact des commutateurs RF MEMS (b) tirés de Yumin, Katehi et Peroulis (2005)	47
Figure 3.29 Résultats présentés par Yumin, Katehi et Peroulis (2005)	47
Figure 3.30 Schéma d'un réseau SW-DMTL tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)	48
Figure 3.31 Résultats présentés par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)	49
Figure 3.32 Les commutateurs MEMS fabriqués tirés de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)	49
Figure 3.33 Modèle du réseau d'adaptation d'impédance proposé par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	50
Figure 3.34 Performance de mesure de perte de retour sur le plan gamma : (a) la conception CPW ; (b) la conception SW tirée de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	51
Figure 3.35 Structure SW tirée de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)	52
Figure 3.36 La variation de phase et la perte d'insertion tirées de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	52
Figure 3.37 Modèle du réseau d'adaptation d'impédance proposé par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	53
Figure 3.38 Subdivision effectuée du plan complexe gamma proposée par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	54
Figure 3.39 Distribution des charges proposée par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	55
Figure 3.40 Paramètres de performance de la ligne DMTL tirés de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	56
Figure 3.41 Longueur électrique maximale à l'état fermé tirée de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)	57

Figure 3.42 Interrupteur présentant trois niveaux de capacité tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010).....	58
Figure 3.43 Facteur d'uniformité pour l'interrupteur à double états tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010).....	58
Figure 3.44 Résultat obtenu des pertes d'insertions pour le réseau DMTL CPW traditionnel (a) et le réseau SW DMTL tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010).....	59
Figure 3.45 Performances du réseau tirées de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010)	60
Figure 3.46 Modèle du réseau d'adaptation d'impédance basé sur un Switch capacitive CMOS-MEMS proposé par Domingue, Fouladi, Zahirovic et Mansour (2010).....	60
Figure 3.47 Mesure de la couverture d'impédance et la performance de la perte d'insertion tirée de Domingue, Fouladi, Zahirovic et Mansour (2010)	61
Figure 4.1 Schéma de l'amplificateur agile reconfigurable tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011).....	64
Figure 4.2 Transistor TC1101 avec la résistance de stabilité adaptés de Rebeiz G.M et al., (2009)	65
Figure 4.3 Masques du circuit de polarisation	66
Figure 4.4 Simulation du circuit de polarisation : le gain (a) et le facteur de réflexion (b).....	66
Figure 4.5 Schéma de principe d'une structure DMTL tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011).....	67
Figure 4.6 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode passant adapté de Rebeiz G.M et al., (2009).....	69
Figure 4.7 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode non passant adapté de Rebeiz G.M et al., (2009)	69
Figure 4.8 Schéma électrique équivalent d'une section de ligne DMTL adapté de Guillermo Gonzalez (2008)	72
Figure 4.9 Schéma d'une ligne coplanaire CPW	73
Figure 4.10 Le coefficient de réflexion du réseau d'adaptation adapté de Rebeiz G.M et al., (2009)	74

Figure 4.11 Structure DMTL proposée tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011)	75
Figure 4.12 Impédance requise (Γ_S et Γ_L) obtenue par le réseau d'adaptation d'impédance tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011).....	76
Figure 4.13 Circuit équivalent de la cellule DMTL adapté de Pozar, David (1998)	77
Figure 4.14 Simulation de points de l'impédance Γ_S (a) et Γ_L (b) de l'impédance du réseau reconfigurable tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011).....	81
Figure 4.15 Dépôt du chrome (a), dépôt d'oxyde (b), dépôt des lignes de polarisation (c), couche structurale (d) et vue de coupe du commutateur MEMS à la fin du processus de fabrication (e).....	83
Figure 4.16 Photographie optique du réseau DMTL intégrant une ligne CPW fabriqué avec le procédé UW-MEMS v3.	84
Figure 4.17 Photographie optique du commutateur MEMS avec la capacité MIM.....	85
Figure 4.18 Photographie de forme des lignes coplanaire utilisée (croix et T)	85
Figure 4.19 Proposition de l'amplificateur reconfigurable pour la bande de fréquence PCS1900 tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011)	86
Figure 4.20 Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de l'amplificateur reconfigurable tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011).....	87
Figure 4.21 Coefficient de transmission S_{21} de l'amplificateur reconfigurable tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)	88
Figure 4.22 Coefficient de réflexion S_{22} à la sortie de l'amplificateur tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)	88
Figure 5.1 Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur RF-MEMS à contact ohmique : (a) état bloqué, (b) état passant adapté de Rebeiz (2003)	91
Figure 5.2 Modélisation du principe de fonctionnement électromécanique d'un RF-MEMS à actionnement électrostatique adaptée de Rebeiz (2003)	92
Figure 5.3 Principe de fonctionnement électromécanique d'un commutateur RF-MEMS en appliquant une tension Pull-in adapté de Rebeiz (2003)	94

Figure 5.4 Principe de contact d'un commutateur RF-MEMS adapté de Rebeiz (2003)	94
Figure 5.5 Principe de déviation d'un commutateur de sa position initiale.....	95
Figure 5.6 Schéma de principe du banc de caractérisation électromécanique.....	96
Figure 5.7 Interface utilisateur du programme développé sous Labview	97
Figure 5.8 Principe de fonctionnement du banc de test pour la mesure des paramètres électromécaniques d'un RF-MEMS en fonction du temps	98
Figure 5.9 Photographie du banc de test	99
Figure 5.10 La séquence de maintien	100
Figure 5.11 La séquence des cycles	101
Figure 5.12 Graphe de détection de la résistance de contact	103

Liste des abréviations

1G	Première Génération
2G	Deuxième Génération
3G	Troisième Génération
4G	Quatrième Génération
AMPs	Systèmes cellulaires analogiques (<i>Advanced Mobile Phone Service</i>)
AsGa	Arséniure de gallium
BPSK	Phase binaire (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CDMA	Accès multiple par répartition en code (<i>Code Division Multiple Access</i>)
CEPT	Conférence européenne des administrations des postes et de télécommunications
CMOS	Semi-conducteur à oxyde de métal complémentaire (<i>Complementary Metal-Oxide Semiconductor</i>)
CPW	Ligne coplanaire (<i>Coplanar Waveguide</i>)
DC	Tension continue (<i>Direct Current</i>)
DMTL	Ligne MEMS distribuée (<i>Distributed MEMS Transmission Line</i>)
DS-CDMA	<i>Direct Sequence CDMA</i>

EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
FDMA	Accès multiple à répartition fréquentielle (<i>Frequency Division Multiple Access</i>)
FET	Transistor à effet de champs (<i>Field Effect Transistor</i>)
FOM	Figure de mérite (<i>Figure of Merit</i>)
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	Groupe spécial des communications mobiles (<i>Global System for Mobile Communications</i>)
HEMTs	<i>High Electron Mobility Transistors</i>
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access</i>
IS95	Standard Interim (<i>Interim Standard</i>)
ITRS	<i>International Technology Roadmap for Semiconductors</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MEMS	Microsystème électromécanique (<i>Micro-Electrical-Mechanical Systems</i>)
MIMO	Entrée et sortie multiple (<i>Multiple Input-Multiple Output</i>)
NMT	Téléphonie mobile nordique (<i>Nordic Mobile Telephony</i>)
OFDM	Répartition en fréquences orthogonales (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
PA	Amplificateur de puissance (<i>Power Amplifier</i>)
PHEMT	<i>Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors Galium Arsenide</i>

QAM	Modulation d'amplitude en quadrature (<i>Quadratures Amplitude Modulation</i>)
QPSK	Phase quadrature (<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>)
RF-MEMS	Microsystème électromécanique RF (<i>Radio-Frequency-Micro-Electrical-Mechanical Systems</i>)
SW	Ligne avec discontinuités (<i>Slow-Wave</i>)
TACS	Système total d'accès cellulaire (<i>Total Access Cellular System</i>)
TDMA	Accès multiple à répartition dans le temps (<i>Time Division Multiple Access</i>)
TIA	Association industrielle de télécommunication (<i>Telecommunication Industry Association</i>)
UMTS	Mobile universel des services de télécommunication (<i>Universal Mobile Telecommunication Services</i>)
WCDMA	Accès multiple par répartition en code à large bande (<i>Wideband CDMA</i>)

Liste des symboles

C	Vitesse de la lumière, $3e8$ m/s
C_b	Capacitance produite par un interrupteur MEMS
C_{b-up}	Capacitance produite par un interrupteur MEMS à l'état ouvert
C_{b-dn}	Capacitance produite par un interrupteur MEMS à l'état fermé
C_{MIM}	Capacitance MIM
C_t	Capacitance du modèle distribuée d'une ligne de transmission
d	Espacement entre les masses dans une ligne CPW
F_{elec}	Force électrostatique
F_{rappel}	Force de rappel
g	Espacement de la masse et du conducteur central dans une ligne CPW
g_o	Hauteur séparant une membrane suspendue de la plaque inférieure
h	Épaisseur du substrat
h_{diel}	Épaisseur de diélectrique
L	Longueur CPW
L_t	Inductance du modèle distribuée d'une ligne de transmission

N	Nombre de sections composant une ligne DMTL
R_c	Résistance de contact
R_1	Résistance série du modèle distribuée d'une ligne de transmission
R_2	Résistance associée aux fuites dans le modèle d'une ligne de transmission
s	Longueur d'une section (cellule) composant une ligne DMTL
t_d	Épaisseur de l'isolant dans un interrupteur MEMS capacitif
V_{PI}	Tension d'actionnement Pull-in
V_{PO}	Tension d'actionnement Pull-out
w	Largeur de la plaque suspendue d'un interrupteur MEMS
W	Largeur du conducteur central d'une ligne CPW
$Z_{DMTL-up}$	Impédance caractéristique résultante de la ligne DMTL à l'état ouvert
$Z_{DMTL-dn}$	Impédance caractéristique résultante de la ligne DMTL à l'état fermé
Z_o	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
ϵ_r	Constante diélectrique
ϵ_{reff}	Constante diélectrique effective d'une ligne de transmission
$\epsilon_{reff-DMTLup}$	Constante diélectrique effective de la ligne DMTL à l'état ouvert
$\epsilon_{reff-DMTLdn}$	Constante diélectrique effective de la ligne DMTL à l'état fermé
ϵ_o	Permittivité du vide, $8,85E-12$
ρ	Conductivité d'un matériel

Chapitre 1 - Introduction

Confrontée aux révolutions technologiques du nouvel air, la radiocommunication a évolué considérablement. La nature de la communication a subi un changement substantiel. Dans les dernières décennies, des différents normes et standards des systèmes cellulaires et sans fil ont connu une croissance phénoménale et un bouleversement profond, au point d'être le premier marché, en termes de volume de l'industrie des semi-conducteurs. Il convient, donc, de constater que ce progrès effectué affecte l'évolution des protocoles de communications et des terminaux tels que les systèmes sans fil, les ordinateurs portables, les systèmes de radiocommunication privés et les systèmes cellulaires.

Actuellement, la multiplication des applications provoque le développement de différents standards relatifs aux différentes générations de la téléphonie mobile grâce à la recherche de solutions pour des architectures multistandards et multi-bande. Ceci permet d'augmenter la flexibilité, de réduire le coût et d'avoir une performance optimale en termes de linéarité et d'efficacité [OUS07].

Les systèmes radio mobiles étaient principalement conçus selon une architecture unique qui s'est rapidement vu remplacée par un système reconfigurable à base de composants RF agiles.

Le développement de ces applications des téléphones cellulaires a permis le passage d'un simple téléphone à un ordinateur de poche combiné à un téléphone, un appareil photo,

une caméra, des systèmes de radiomessagerie unilatérale et des systèmes de transmission de données. En outre, ces terminaux sont de plus en plus petits (Figure 1.1).



Figure 1.1 Description de l'évolution des terminaux mobiles adaptée de O. Frioui et al.,(2007)

1.1 Objectifs

Le développement de la téléphonie durant plusieurs années a engendré la mise en place de nombreuses normes numériques qui diffèrent généralement d'un opérateur à un autre, d'une génération ou d'une région à une autre. Actuellement, l'idée de développer un standard commun à toutes les applications en téléphonie mobile et à tous les utilisateurs reste encore une perspective difficile à atteindre. A défaut de pouvoir unifier les normes, les chercheurs se sont intéressés à l'idée de rendre les terminaux reconfigurables, permettant, ainsi, une adaptabilité des futurs téléphones mobiles face aux différents standards (Figure 1.2).

Au regard des nombreuses normes relatives à la téléphonie mobile, il apparaît essentiel de trouver une solution pour globaliser les ressources matérielles à défaut d'uniformiser les standards. Ceci passe, par une reconfiguration des terminaux et donc des circuits applicables à la radiofréquence. Ainsi on a pu relever, suite à une revue bibliographique, les différentes techniques de reconfiguration des amplificateurs RF publiées dans la littérature sur lesquelles on se basera pour proposer un circuit d'adaptation d'impédance dédié aux futures générations de téléphonie cellulaire. Pour la réalisation de ce réseau, on entrevoit l'utilisation d'une composante RF-MEMS « Radio-Frequency-Micro-Electrical-Mechanical Systems » qui permet de réduire les coûts, d'augmenter la flexibilité, d'avoir une linéarité très élevée, une grande fiabilité, une température peu sensible ainsi qu'une vitesse de commutation rapide.

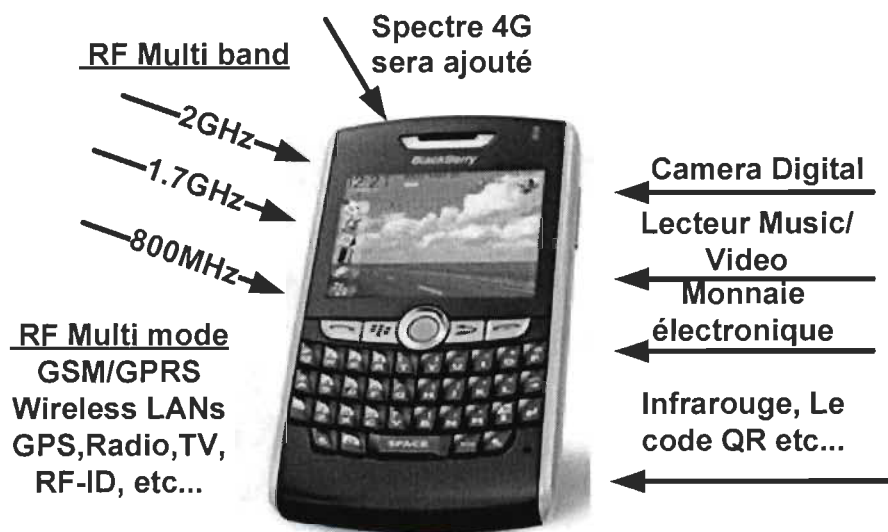


Figure 1.2 Systèmes de communications sans fils adaptés de Okazaki et al.,(2007)

1.2 Méthodologie

Les travaux réalisés dans le cadre de ce projet consistent à proposer une stratégie d'adaptation d'impédance variable applicable à un contexte de réalisation d'un composant

micro-ondes agile pour les futures générations de téléphones cellulaires. La tâche nécessitera alors:

- Une étude des circuits RF de commutation (Switch et capacité) : Définition détaillée d'une approche de conception et d'optimisation des réseaux d'adaptation à base de lignes de transmission MEMS distribuées et ciblées pour une bande de fréquences d'opérations de 1700MHz à 2100 MHz,
- Élaboration d'une solution du système : Conception et réalisation des réseaux d'adaptation d'impédance optimisés de type DMTL sur le logiciel de simulation ADS et les dimensionner de manière à obtenir une bonne couverture d'impédance maximale dans l'abaque de Smith afin de simuler le comportement du réseau,
- La conception théorique en utilisant les RF-MEMS : Présentation du potentiel offert par l'approche exploitée pour la fabrication d'un dispositif MEMS et le simuler,
- Production d'un prototype : Confirmer la validité du modèle exploité,
- Développement d'un outil de test : Présenter le banc de test réalisé pour déterminer le principe de fonctionnement des commutateurs RF-MEMS à actionnement électrostatique (les tensions d'activation et la résistance de contact).

1.3 Organisation du mémoire

Dans ce rapport, nous présenterons une description détaillée de toutes les étapes du travail tout en définissant progressivement les caractéristiques des éléments microsystemes. Le travail est divisé en quatre principaux chapitres qui seront répartis comme suit :

Dans un premier temps, nous allons présenter l'état de l'art des différentes normes pour les communications sans fil ainsi que les différentes architectures RF. La réalisation des

architectures multistandards paraît un challenge pour la nouvelle ère de la radiocommunication.

Dans le deuxième chapitre, nous allons décrire une revue de la littérature concernant les derniers développements publiés impliquant les circuits amplificateurs RF agiles ainsi que les réseaux d'adaptation d'impédance MEMS. Les différentes solutions établies dans la littérature permettront ainsi, d'identifier les principales méthodes pour rendre un amplificateur de puissance agile et opérant en multistandards et multi-bandes.

Le troisième chapitre sera consacré à la description des principales étapes de conception d'un amplificateur reconfigurable pour des applications mobiles PCS 1900. Aussi, allons-nous définir la théorie et préciser l'analyse requise pour dimensionner les réseaux d'adaptation d'impédance variable de type DMTL à base de RF MEMS de manière à obtenir une couverture d'impédance maximale dans l'abaque de Smith.

Enfin, le dernier chapitre sera consacré à la conception et l'analyse du banc de test mis en place afin de déterminer les mécanismes qui régissent la fiabilité des composants RF-MEMS. Par la suite, nous présenterons le programme implémenté par le logiciel Labview et qui permet de déterminer les tensions d'activation et la résistance de contact sur différents graphs.

Chapitre 2 - État de l'art

Le domaine des systèmes cellulaires et sans fil a connu une croissance phénoménale ces dernières décades jusqu'à détenir une part très importante de l'industrie des semi-conducteurs en termes de volume. Par conséquent, il semble évident qu'au fur et à mesure que les protocoles de communications et les terminaux (téléphones, assistants personnels, ordinateurs portables...) évoluent, les systèmes électroniques doivent à leur tour évoluer et ainsi être conçus selon une architecture unique.

Cette architecture technologique s'est rapidement orientée vers un système configurable pour chacun des blocs afin d'adapter son comportement aux spécifications des normes visées.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art des différentes normes pour les communications sans fil ainsi que les différentes architectures RF.

2.1 Évolution des standards de communication sans fil

Le progrès des applications nécessaires à la mise en place des systèmes radio mobile et de télécommunication a évolué depuis les années 10 grâce à l'invention de la réception hétérodyne. Dans les années 40, le progrès continue par le développement des techniques de traitement du signal et d'accès aux données tels que le multiplexage temporel (TDMA) ou l'étalement de spectre (CDMA) et la répartition en fréquence (FDMA). Jusqu'aux

années 70, les communications entre les systèmes sans fil ont été limitées à des applications professionnelles. Cependant, dès les années 80, de nombreux chercheurs ont contribué à l'émergence de la première génération des communications sans fil entièrement analogiques tels que le TACS (Total Access Cellular System), l'AMPS (Advanced Mobile Phone Service) et le NMT (Nordic Mobile Telephony) [BOE03].

Le coût élevé du terminal et la courte durée de vie des batteries nous amènent à passer à la seconde génération des téléphones cellulaires au début des années 90, en jouant sur l'efficacité spectrale, les fonctionnalités et la sécurité. Cette génération définit les premiers systèmes cellulaires numériques comme le GSM (Global System for Mobile communications) en Europe, le PCS en États-Unis et le PDC au Japon [JOH95]. Le faible débit de transmission de la parole et des données (9600 bits/s) pour la bande des fréquences (935-960 MHz) ou (890-915 MHz) de la deuxième génération a donné lieu au passage vers la génération intermédiaire 2.5G, définie par le système GPRS (General Packet Radio Service) et les systèmes EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution) qui permettent d'optimiser le débit adéquat à l'interface GSM et d'atteindre des débits de 384kb/s.

Cette progression rapide des technologies s'est faite au détriment de l'homogénéisation des dispositifs sans fil d'une génération à une autre, ce qui donne l'émergence d'une troisième génération 3G de systèmes cellulaires définie en Europe par l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication Services) [BRA00]. Elle a été développée pour satisfaire l'acheminement de données multimédia (l'accès aux réseaux d'entreprise, à des services de messageries, de visioconférence et à l'Internet...). Le standard 3.5G introduit le HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) et offre un débit de 10Mb/s grâce à sa modulation

en 16QAM (16 Quadratures Amplitude Modulation), comparativement à l'UMTS qui n'offre qu'un débit de 2Mb/s pour une bande passante de 5MHz [BOE03].

Ainsi, le progrès rapide des communications sans fil et l'émergence des nouveaux standards sollicitent la convergence vers la quatrième génération de communications mobiles, initialement prévue pour l'année 2012 (Figure 2.1).

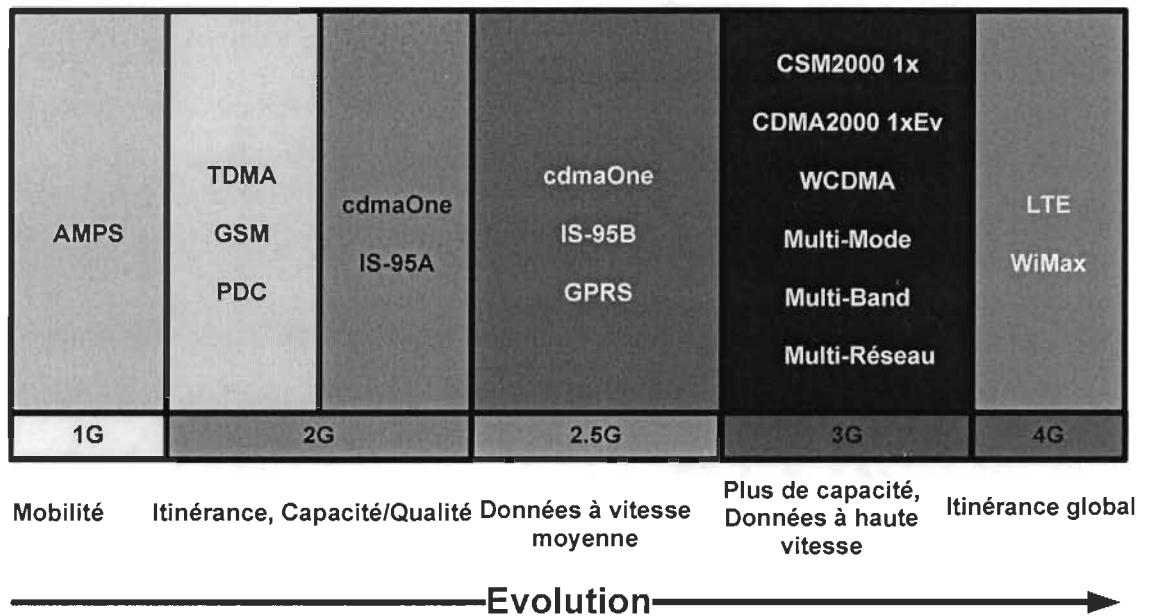


Figure 2.1 Évolution des standards téléphoniques adaptée de Boeck et al., (2003)

Cette avance technologique par rapport aux prévisions est notamment due au fait que la quatrième génération présente la convergence des différentes applications, produits et standards. L'objectif de la "4G" est d'améliorer les performances de la troisième, en se basant sur la technique de codage OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et sur la technique MIMO (Multiple Input-Multiple Output). Ces améliorations n'apportent pas de changements radicaux au contenu des applications prévues au départ pour la 3G. Il

sera prévu d'atteindre un débit de transmission et de réception respectivement supérieur à 50Mbits/s et 100Mbits/s [KAL02].

2.2 Les standards téléphoniques

2.2.1 La première génération

La première génération de téléphonie mobile possédait un fonctionnement analogique et était constituée d'appareils relativement volumineux. Il s'agissait principalement des standards suivants [TIR04] :

- AMPS (Advanced Mobile Phone System), apparu en 1976 aux États-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.
- TACS (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence de 900 MHz.
- ETACS (Extended Total Access Communication System) est une version améliorée du standard TACS développé au Royaume-Uni utilisant un nombre plus important de canaux de communication.

2.2.2 La deuxième génération

• Le standard GSM

En 1982, la conférence européenne des administrations des postes et de télécommunications (CEPT) a défini un standard de première génération GSM (Global

System for Mobile). Il combine deux techniques de multiplexage des données tel que le TDMA (Time Division multiple Access) qui consiste à découper le temps disponible entre les utilisateurs, alors que la technique du FDMA (Frequency Division Multiple Access) consiste à le découper en bandes de fréquence à allouer à chaque opérateur [JOH95].

Il existe deux variantes du standard GSM comprenant chacune 124 porteuses (200KHz chacune) modulées par la technique de modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) de fréquence pour éviter les chevauchements des fréquences porteuses. La première est définie par le GSM 900 qui est présenté pour l'Europe avec une gamme de fréquences pour les transmissions (890-915 MHz) ainsi que pour les réceptions (935-960 MHz), tandis que la seconde est le GSM 1800 (DCS 1800 en Europe) avec une bande de fréquences de 1710-1785 MHz en transmission et de 1805-1880 MHz en réception. Le débit de données pour le GSM est de 9,6 Kbits/s [CHI97].

- ***Le standard IS95 (CDMA)***

En 1993, le TIA (Telecommunication Industry Association) a défini un standard numérique IS95 de la seconde génération. Il a été développé en Amérique du Nord pour remplacer les systèmes cellulaires analogiques AMPs. Il est basé sur un système de codage des transmissions de type CDMA qui permet l'utilisation d'une même fréquence porteuse par plusieurs liaisons numériques. Il est présenté avec une gamme de fréquences de 824-849 MHz en transmission et de 869-894 MHz en réception. L'IS95 utilise deux types de modulations pour transmettre l'information binaire à travers la phase de la porteuse : le BPSK (Binary Phase Shift Keying) et le QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). La

largeur du canal nécessaire pour transmettre les données est de 1,25 MHz avec un débit de transmission de 144 Kbits/s [LUI00].

- ***Le standard GPRS***

Le GPRS (General Package Radio service) est une norme numérique classée en tant que norme de la génération 2.5G. Il est établi pour constituer la transition entre les systèmes de seconde et de troisième génération. Le GPRS, étant une dérivée du réseau GSM, utilise les mêmes bandes de fréquence (GSM 900/ GSM 1800) et une modulation de données de type GMSK. Cependant, contrairement au standard GSM où un seul intervalle temporel (TS= time slot) est attribué pour la transmission de voix, une liaison GPRS utilise jusqu'à 8 TS par canal. Ainsi, le débit de transmission de données est de 53,6Kbits/s [TIR04].

- ***Le standard EDGE***

Le standard EDGE est une dérivée du GPRS mais avec une modification du type de modulation. En effet, il est basé sur une modulation 8-PSK qui permet de tripler le débit de données avec une couverture plus réduite. Ainsi l'EDGE permet d'atteindre un débit de données de 384 Kbits/s [MAT99].

2.2.3 *La troisième génération*

- ***Le standard UMTS (W-CDMA)***

L'UMTS est une norme de 3^{ème} génération qui a été déployée en Europe suite à une coopération entre les principaux organismes de standardisation régionaux (Europe, Japon, Chine, Amérique du Nord). Il est basé sur la technique d'accès multiple WCDMA

(Wideband CDMA) qui consiste à exploiter une plus large bande de fréquence pour envoyer un grand nombre de données par paquet [JAV01].

Ce protocole de communication repose sur les méthodes d'accès DS-CDMA (Direct Sequence CDMA) et de duplexage par division de fréquence, ce qui permet d'atteindre des débits de 2Mbits/s. La norme numérique UMTS (WCDMA) dispose de bandes de fréquence 1920-1980 MHz en transmission et de 2110-2170 MHz en réception, et s'appuie sur une modulation de type QPSK. La largeur de la bande allouée est de 5MHz [TOS98]. HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) est une évolution logicielle de l'UMTS qui permet d'approcher des débits de 1,8 Mbits/s à 14,4 Mbits/s [MMO92].

- ***Le standard CDMA-2000***

Le CDMA-2000 est une norme de 3^{ème} génération qui a été développée en Amérique du Nord à travers la coopération 3GPP2. Ce standard est une dérivée de la norme IS95 [DNK00], [WIL00]. Il utilise les mêmes techniques de traitement des données que la norme IS95 telles que la modulation QPSK ou BPSK et la méthode d'accès de type CDMA. Cependant, contrairement au standard CDMA-one, il intègre plusieurs modes d'opération, ce qui permet aux opérateurs de concevoir leur réseau en fonction de leur besoin. Ainsi, le débit de transmission de données est de 2Mbits/s [SWI00].

2.2.4 *La quatrième génération*

- ***Le standard LTE***

Le standard LTE (Long Term Evolution) est une norme de la 4^{ème} génération qui consiste à améliorer les performances des 3G pour atteindre des débits très élevés par

rapport aux autres standards [JSA01]. Il s'appuie sur la technique du codage OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui consiste à répartir en fréquence le signal numérique sur un grand nombre de porteuses ainsi que la technique MIMO (Multiple Input-Multiple Output) qui permet un transfert des données à plus longue portée et à plus grande vitesse.

La plupart des grands opérateurs de la téléphonie mobile aux États-Unis et de plusieurs opérateurs dans le monde ont annoncé des plans pour transformer leurs réseaux en LTE. LTE Advanced (évolution avancée à long terme) est un candidat pour la norme IMT-Advanced, présenté officiellement par l'organisation 3GPP à l'UIT-T à l'automne 2009, et était publié en 2011. L'objectif du 3GPP LTE Advanced est d'atteindre et de surpasser les exigences UIT. LTE Advanced devrait être compatible avec la libération des premiers équipements LTE, et devrait partager les bandes de fréquence avec la première version du LTE [KAL02].

L'infrastructure et les terminaux de la 4G auront presque toutes les normes de la 2G à 4G en œuvre. Bien que les anciens systèmes soient en place pour adopter les utilisateurs existants, l'infrastructure pour la 4G sera seulement basée sur les paquets IP [KAL02].

2.3 Les normes de télécommunications

2.3.1 Bluetooth (IEEE 802.15.1)

C'est une norme librement utilisée (sans Licence ni autorisation), qui a été déployée dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical). Elle est présentée avec une gamme de fréquences entre 2.4 GHz et 2.48 GHz [HDA01]. La technologie Bluetooth est également

de plus en plus utilisée dans les téléphones cellulaires. Elle assure la communication avec des ordinateurs ou des assistants personnels et surtout avec des dispositifs mains libres tels que des oreillettes Bluetooth. Ainsi, le débit pourra arriver jusqu'à 3 Mbits/s dans un rayon de moins de 100 mètres.

2.3.2 ZigBee (802.15.4)

Le ZigBee est une norme définie par son faible coût et son faible débit ainsi que sa faible consommation de puissance. Il est présenté avec une gamme de fréquences située autour de 2.4 GHz [IEE05].

2.3.3 WiFi (IEEE 802.11x)

Le WIFI ou bien le HiperLAN est une technologie qui regroupe les normes des réseaux locaux sans fil (WLAN). Le débit de données est de 270 Mbits/s (de 11 Mbit/s en 802.11b à 54 Mbit/s en 802.11a/g à 270 Mbits/s en 802.11n) sur une gamme de fréquence de 2.4 GHz (802.11b/g) et 5 GHz (802.11a) [IEE05].

2.3.4 WiMax (IEEE 802.16)

Le WiMax ou bien le Hiper MAN est une norme numérique classée en tant que norme de génération 4G. Il est établi pour offrir des différents services comme la communication en VoIP (Téléphonie sur Réseau IP) sur le téléphone cellulaire ou encore l'accès à des services mobiles en hauts débits. Son débit de transmission est de 70 Mbits/s sur un rayon de 50 km maximum [IEE05].

Cependant, dans les systèmes de téléphonie cellulaires, il est défini comme un terminal adapté à un standard précis pour une génération spécifique. Un cellulaire alors, est dédié à un standard ou intègre plusieurs terminaux afin de pouvoir opérer dans différents modes ou bandes de fréquences. La figure 2.2 présente un exemple d'architecture d'un téléphone cellulaire tiré de G. M. Rebeiz et al., (2009). Il définit un problème d'ergonomie par rapport à l'utilisateur et celui du coût pour les industriels dans la mesure où les standards peuvent différer d'une région à une autre. Il est primordial alors que la structure d'une chaîne de communication sans fil doit contenir des terminaux avec des systèmes RF reconfigurables pouvant convenir aux différents standards intégrés dans un même appareil téléphonique [GMR09].

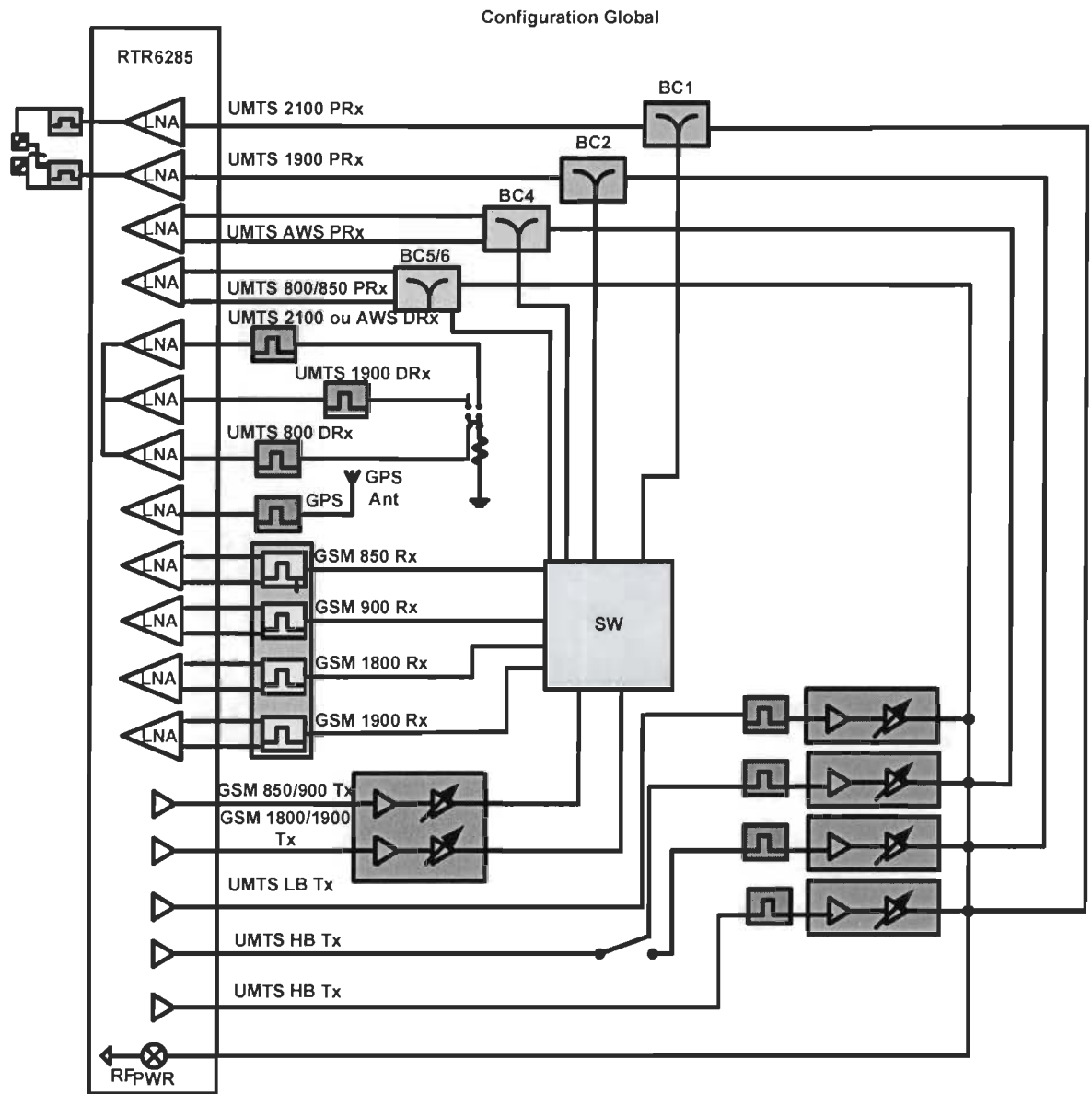


Figure 2.2 Architecture d'un téléphone cellulaire moderne compatible aux standards GSM, UMTS et GPS adaptée par G. M. Rebeiz et al.

2.4 Technologie RF pour les dispositifs agiles

Dans le but d'augmenter l'agilité des chaînes de transmission et plus particulièrement les réseaux d'adaptation d'impédance, d'avoir une linéarité très élevée, une grande fiabilité,

une température peu sensible ainsi qu'une vitesse de commutation rapide en μs , les travaux de recherche sont axés sur l'élaboration de différentes approches basées sur des matériaux agiles. Ces approches reposent soit sur les circuits actifs tels que les transistors à effet de champ PHEMT, soit sur l'utilisation des interrupteurs RF-MEMS.

2.4.1 Transistors à effet de champ PHEMTs

Le principe de fonctionnement du transistor à effet de champ FET est basé sur l'existence d'un canal conducteur dont la conductance peut être modulée à l'aide d'une tension appliquée sur la grille.

Le transistor à effet de champ est un composant semi-conducteur unipolaire car il ne fait intervenir qu'un seul type de porteurs dans la conduction du courant. Dans certaines applications, notamment en ce qui concerne les amplificateurs de puissance, la technologie des semi-conducteurs de type arséniure de gallium (GaAs) offre de meilleures performances qu'avec le silicium (Si). En particulier, la mobilité des électrons est plus grande avec l'arséniure de gallium (GaAs), elle se traduit en des performances de vitesse (réponse en fréquence) supérieures à celles obtenues avec le silicium.

Durant les années 1980, une nouvelle génération de transistors a été développée, ce sont les transistors à hétérojonction tels que les HEMTs («High Electron Mobility Transistors») et les PHEMTs («Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors»). Ces dispositifs sont des transistors à effet de champ qui permettent le contrôle de fortes densités de courant (I_{ds}) à l'aide d'une faible tension (V_{gs}). Il en résulte un gain important des fréquences élevées. De plus, les transistors PHEMTs permettent d'assurer une mobilité maximale des

électrons ce qui les rend particulièrement adaptés aux applications micro-ondes et millimétriques [AND05].

2.4.2 Les microsystemes RF-MEMS

Les microsystemes électromécaniques RF-MEMS (Radio Frequency Micro-Electro-Mechanical Systems), sont des structures RF micromécaniques miniaturisées qui combinent des composants électriques et mécaniques (résonateurs, filtres, capacités, etc.) réalisés à l'échelle micrométrique. La filière technologique RF-MEMS est une technologie émergente en comparaison avec celle des semi-conducteurs et présente des caractéristiques et des fonctionnalités intéressantes en vue de l'intégration du principe de reconfigurabilité dans une chaîne de réception RF.

Les effets d'échelle associés à la miniaturisation apportent plusieurs avantages telle que la réduction significative des dimensions, de la consommation électrique et des coûts tout en présentant des performances accrues et des fonctionnalités inédites. Actuellement, ces dispositifs RF-MEMS se retrouvent dans de nombreuses applications mobiles (navigation, radiofréquence, automobile, communications optiques et secteur biomédical, etc.) [LAU09].

Ces dispositifs se répartissent entre les filtres agiles, les déphaseurs RF, les antennes accordables et les réseaux d'adaptation d'impédance variable pour la réalisation de circuits RF reconfigurable. Ces blocs sont mis en mouvement grâce aux forces générées par des interrupteurs MEMS électromécaniques. Ces microsystemes radiofréquences peuvent, sous

l'effet des forces extérieures, générer un déplacement mécanique qui engendre alors des modifications de leurs propriétés électriques et radiofréquences.

De nombreux travaux mettent en évidence les procédés relatifs aux techniques de caractérisation, de conception, de modélisation et de fabrication de ce type de dispositifs. Parmi les composants RF-MEMS les plus populaires et qui ont fait leur preuves se trouve le commutateur capacitif RF-MEMS avec ses deux configurations série et parallèle [REB03].

Un exemple du commutateur capacitif RF-MEMS est présenté sur la figure 2.3.

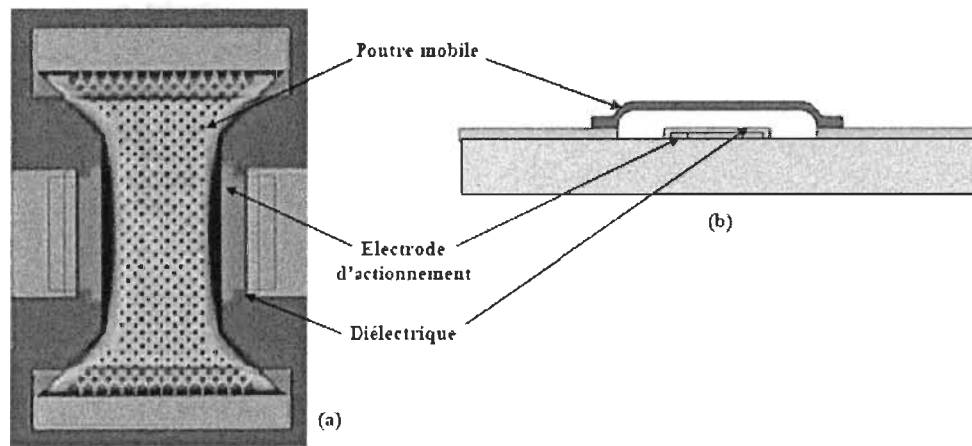


Figure 2.3 (a) Photographie du commutateur capacitif de Raytheon et (b) vue de coupe tirée de Rebeiz (2003)

Les dispositifs RF-MEMS permettent de varier la configuration d'un circuit et son comportement microondes. De plus, ils sont compatibles avec les autres composantes microélectroniques. Ce qui présente un avantage majeur dans le domaine de mobilité des téléphones cellulaires [REB03]. La description technologique d'un interrupteur RF-MEMS agile offre plusieurs avantages par rapport aux autres composantes (Tableau 2.1) [GMR06].

Dans les amplificateurs de puissance agiles, les interrupteurs permettent souvent de contrôler un circuit de polarisation ou d'adaptation de sortie.

Tableau 2.1 Comparaison de différentes technologies des interrupteurs RF tirée de G. M. Rebeiz et al. IEEE Microwave Magazine Octobre (2009)

	YIG	BST	Schottky Diode	p-i-n Diode	MEMS
Q	500–2,000	30–150	30–150	$R_s = 1 \text{ V}$	50–400 ^a
Tuning Range	2–18 GHz	Cr = 2–3	Cr = 3–5	High	Cr = 2–100 ^c
Tuning Speed	Ms	Ns	ns	ns	μs^d
Linearity, IIP3 (dBm)^e	<20	10–35 ^b	10–35 ^b	>33	>60
Power Handling (mW)^e	50–200	20–200	10–100	High	100–1,000
Power Consumption	0.5–5 W	0	0	20–30 mA	0
Temperature Sensitivity	High	High	Low	Low	Low
Biasing	Magnet	High R	High R	LC choke	High R
Cost	High	Low	Low	Low	Low ^f

2.4.3 Modes d'activation des commutateurs capacitifs MEMS

Quatre modes d'activation des commutateurs capacitifs MEMS existent, il s'agit des activations électrostatique, thermique, magnétique et piézoélectrique. Le tableau 2.2 résume quelques caractéristiques techniques associées à chaque mode.

Tableau 2.2 Caractéristiques des différents modes d'activation des MEMS tirées de Rebeiz (2003)

	Tension d'activation (V)	Courant (mA)	Puissance (mW)	Temps de commutation (μ s)	Force (μ N)
Électrostatique	20 à 80	0	0	1 à 200	50 à 1000
Thermique	3 à 5	5 à 100	0 à 200	300 à 10000	500 à 4000
Magnétique	3 à 5	20 à 150	0 à 100	300 à 1000	50 à 200
Piézoélectrique	3 à 20	0	0	50 à 500	50 à 200

Le mode d'activation électrostatique est le plus utilisé de nos jours à cause de sa consommation de puissance nulle (courant électrique consommé nul), des petites dimensions de ses électrodes, de son temps de commutation relativement court, de sa force de contact élevée ainsi que de la possibilité d'utilisation de lignes de transmission à grande résistance pour la commande. Cependant, ce mode d'activation nécessite des tensions d'activation comprises entre 20 et 80 V, ce qui nécessite l'utilisation de convertisseurs de tensions CMOS pour transformer les tensions de commandes d'entrée généralement comprises entre 3 et 5 volts en tensions d'activation comprises entre 20 et 80 V [REB03].

2.4.4 Fiabilité des composants RF MEMS

Depuis les années 90, il existe une grande variété de composants RF-MEMS. Beaucoup de publications présentant des RF-MEMS ont traité de la fiabilité. Rebeiz G.M et al., (2009) ont montré une très bonne fiabilité pour les composants RF-MEMS. Les tableaux 2.3 et 2.4 répertorient les composants RF-MEMS ohmiques et capacitifs.

Tableau 2.3 Composants RF-MEMS à contact métallique fiable tirés de Rebeiz G.M et al., (2009)

	RADIANT	RFMD	XCOM	OMRON
Type de poutre	Cantilever	Cantilever	Cantilever	Pont (bi- encastré)
Matériau de la poutre	Or	Or	Or	Silice
Substrat	Silicium	Silicium (sur CMOS)	Silicium	Silicium
Tension de commande	90 V	90 V	90 V	10–20 V
Type de commande	Unipolaire	Unipolaire	Unipolaire	Unipolaire
Temps de commutation	10 μ s	5 μ s	30 μ s	300 μ s
Fiabilité: milliards de cycles réalisés	1000 à 20 dBm 200 à 40 dBm	1 à 10 dBm	0.1 à 1 mA	0.01 à 10 mA

Tableau 2.4 Composants RF-MEMS capacitifs fiables tirés de Rebeiz G.M et al., (2009)

	MIT-LL	RAYTHEON	MEMtronics	WISPRY
Type de poutre	Cantilever	Pont	Pont	Cantilever
Matériau de la poutre	Aluminium	Aluminium	Aluminium	Aluminium
Substrat	Silicium	Silicium, Alumine, GaAs, Quartz	Quartz, Verre	Silicium (sur CMOS)
Tension de commande	55-65 V	30-40 V	25-40 V	35 V
Type de commande	Alterné	Unipolaire	Unipolaire/Bipolaire	Unipolaire
Temps de commutation	20 μ s	5 μ s	10 μ s	>100 μ s
Fiabilité : milliards de cycles réalisés	>600 à 0 dBm	>200 à 20 dBm	>100 B à 20 dBm	Non communiqué

2.5 Conclusion

En résumé, il convient de constater que malgré l'arrivée récente de la technologie RF-MEMS et le fait qu'elle n'est pas encore arrivée à maturité, les composants RF-MEMS présentent certaines performances qui sont meilleures que les autres dispositifs. Cette supériorité des performances des RF-MEMS est surtout remarquable au niveau des micro-commutateurs RF où les pertes d'insertion des RF-MEMS sont inférieures par rapport aux autres commutateurs. De plus les dispositifs RF-MEMS ont démontré une réduction des dimensions, une excellente linéarité et la distorsion du signal sont extrêmement faible comparé aux interrupteurs à semi-conducteur. De ce fait, l'utilisation des RF-MEMS pour introduire la fonction de reconfigurabilité dans les circuits de télécommunication sans fil grand public s'impose d'elle même. L'objectif d'utilisation des commutateurs RF-MEMS dans le domaine des communications sans fil est de permettre la conception de chaînes d'émission-réception RF multi-bandes reconfigurables. Ces avantages peuvent être exploités dont le but d'optimiser l'adaptation d'impédance dans les téléphones cellulaires. Pour cela, une étude des standards en téléphonie mobile est requise. Ces derniers se différencient suivant plusieurs caractéristiques : la fréquence d'émission et de réception, la fréquence porteuse, le mode de multiplexage, la largeur de bande et le débit de la transmission des données. Le tableau 2.5 définit les caractéristiques de quelques standards cellulaires courants en communication.

Tableau 2.5 Caractéristiques de quelques standards cellulaires tirées d'IEEE 802.15.4 Standard

Standard	AMPS	GSM (DCS)		CDMA (IS-95)	GPRS	CDMA 2000	UMTS	LTE
		900MHZ	1800MHZ					
Fréquence de transmission (MHz)	824-849	890-915	1710-1785	824-849	GSM	Multiple	1920-1980	Multiple
Fréquence de réception (MHz)	900	935-960	1805-1880	869-894	GSM	Multiple	2110-2170	Multiple
Norme	Américain	Européen		Américain	Européen	Américain	Européen/Américain	Européen/Américain
Génération	1	2		2	2.5	3	3	4
Multiplexage	ANSI	TDMA/FDMA		CDMA/FDMA	TDMA/FDMA	CDMA	WCDMA	OFDM
Modulation	FDMA	GSMK		BPSK/QPSK	GSMK	BPSK/QPSK	QPSK	QPSK, 16QAM, 64 QAM
Débit de données (kbps)	-	9.6		144	171.2	2000	384-2000	5000-100M

Chapitre 3 - Revue de littérature

Vu l'existence de plusieurs standards de communication pour la téléphonie mobile ainsi que la mobilité internationale des consommateurs, des travaux de recherche sont destinés à l'élaboration d'un amplificateur agile reconfigurable ainsi qu'un réseau d'adaptation d'impédance variable. Dans les systèmes cellulaires où le développement des applications a vu l'accroissement des standards au regard des différentes générations en téléphonie mobile, la tendance actuelle impose l'intégration de terminaux à composants RF adaptables à plusieurs normes tel que les amplificateurs agiles.

Ainsi, l'objectif visé est, au terme d'une revue bibliographique, d'implémenter un amplificateur RF reconfigurable pour les futures générations de téléphones cellulaires.

Pour ce faire, une présentation des différentes publications proposées dans la littérature qui ont porté sur les techniques de configuration des amplificateurs RF ainsi que des réseaux d'adaptation variables, permettra d'avoir une vue d'ensemble sur les méthodes de reconfiguration des amplificateurs utilisés dans les systèmes cellulaires. En outre, une étude comparative des technologies appliquées aux dispositifs en radiofréquence sera présentée.

3.1 Les techniques de configuration des amplificateurs RF agiles

En téléphonie mobile, les standards téléphoniques sont généralement distingués par des techniques de modulation du signal ainsi que par la bande de fréquences de fonctionnement. Cela implique un changement de caractéristiques techniques au niveau de

la conception, de la puissance en sortie, du rendement et du niveau de linéarité de l'amplificateur.

Différentes approches ont été traitées en combinant à la fois la technologie RF, les composants MEMS et les dispositifs d'amplification des composants agiles à faibles pertes. L'objectif de ces recherches est d'optimiser le niveau de puissance, la linéarité et l'efficacité de l'amplificateur RF pour différentes bandes de fréquences et selon le signal à amplifier, à enveloppe constante ou variante. L'amplificateur de puissance RF étant le dispositif essentiel dans les systèmes de télécommunications. Le défi majeur est de pouvoir intégrer un amplificateur agile dans l'optique, de réduire la complexité des terminaux dans les téléphones cellulaires et aussi de réduire le coût pour les industriels et les utilisateurs.

Dans les prochaines sections, on va citer les différentes solutions, dont le but est de réaliser un amplificateur RF agile.

3.1.1 Amplificateurs à deux niveau de puissance variables

La première approche étudiée a été exploitée par Hacker et al., (2004). Elle consiste à commuter le signal d'entrée entre deux transistors de polarisations et de tailles différentes. Chaque transistor a une dimension de grille bien déterminée suivant sa puissance adéquate telle que $80\mu\text{m}$ et $640\mu\text{m}$ (Figure 3.1) [HAC04].

La bande de fréquences offre un gain ressemblant de 11-12 dB (Figure 3.2-a) tandis que l'amélioration de l'efficacité dépend du niveau de la puissance utile (Figure 3.2-b).

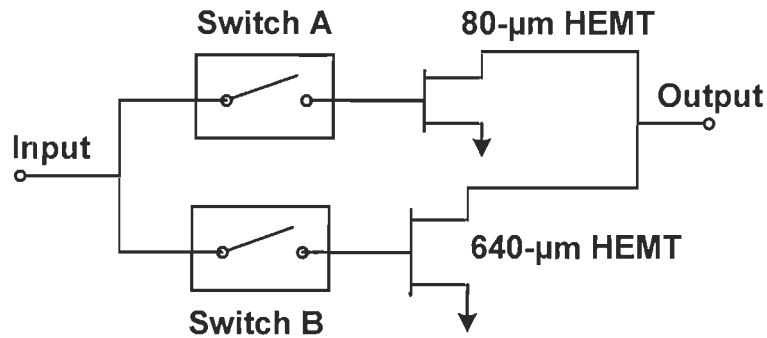


Figure 3.1 Amplificateur à deux niveaux de puissance variables adapté de Hacker et al., (2004)

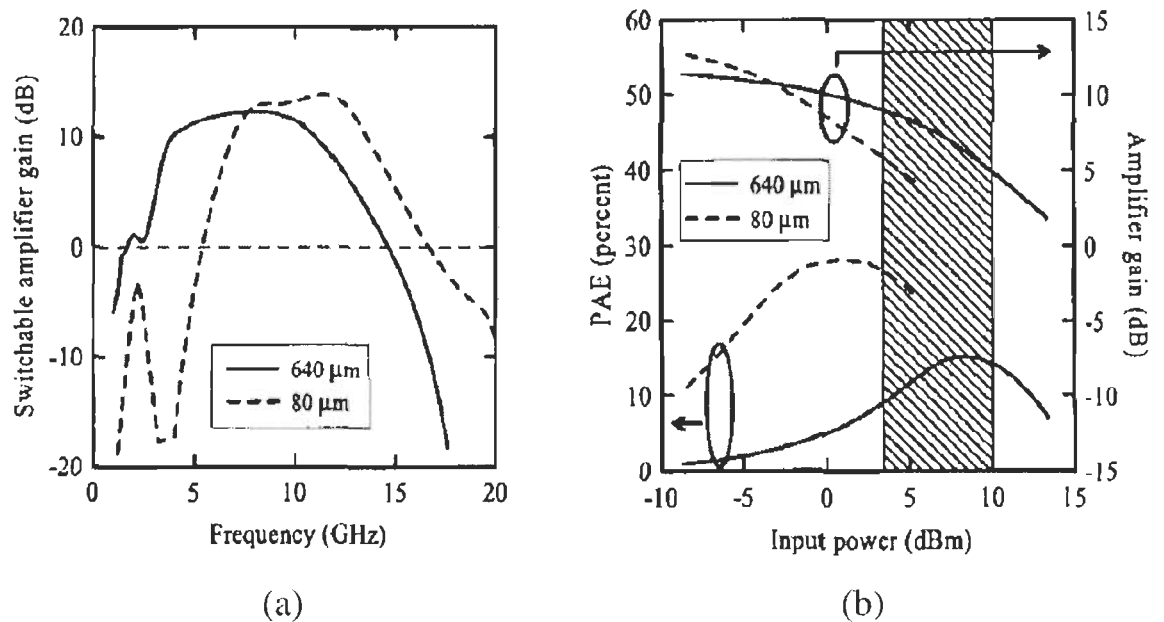


Figure 3.2 Réponse fréquentielle (a) et efficacité (b) tirées de Hacker et al., (2004)

3.1.2 Amplificateurs à fréquence d'opération reconfigurable

La deuxième approche a été exploitée par Qiao et al., (2005), dans le but d'atteindre l'agilité. Un réseau d'adaptation d'impédance a ainsi été développé en se basant sur des dispositifs MEMS 16 états qui peuvent être calibrés avec précision à l'aide d'un varactor. Chaque commutateur MEMS peut être modélisé avec 2 états, soit «ON» ou «OFF»

[QIA05]. La figure 3.3 montre le schéma bloc d'un amplificateur de puissance intelligent. Il comprend un transistor pseudo-morphiques GaAs d'électrons de haute mobilité, un commutateur MEMS d'entrée/sortie, des convertisseurs 12-bit A/D et des capteurs de puissance.

Le réseau d'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie se compose de seize états : quatre commutateurs MEMS silicium, un varactor et huit capacités fixes (Figure 3.4).

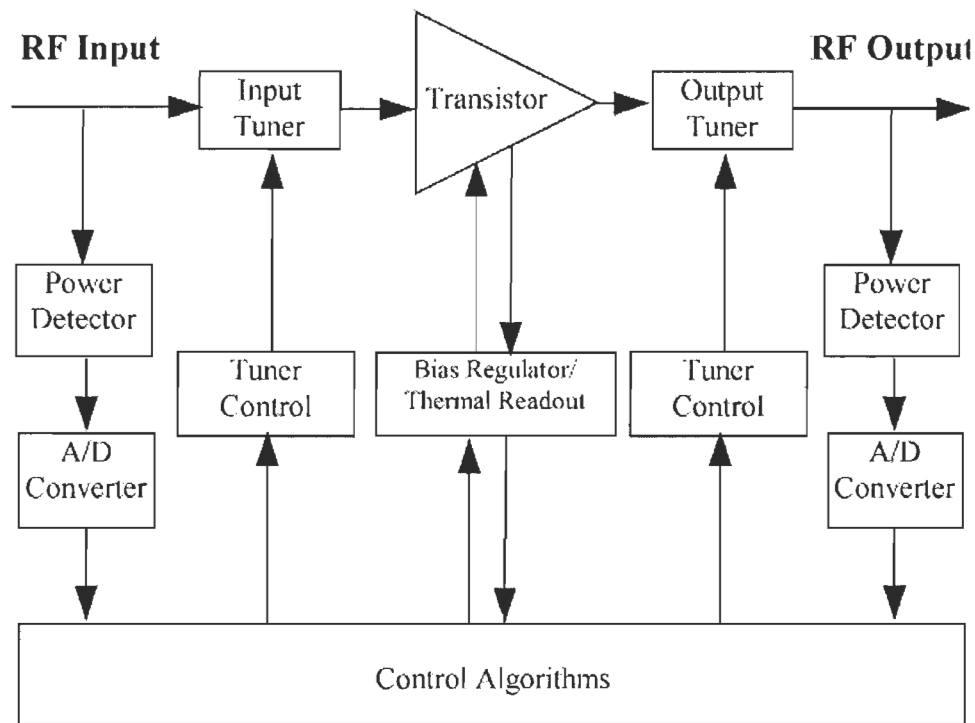


Figure 3.3 Schéma fonctionnel de l'amplificateur de puissance intelligent tiré de Qiao et al., (2005)

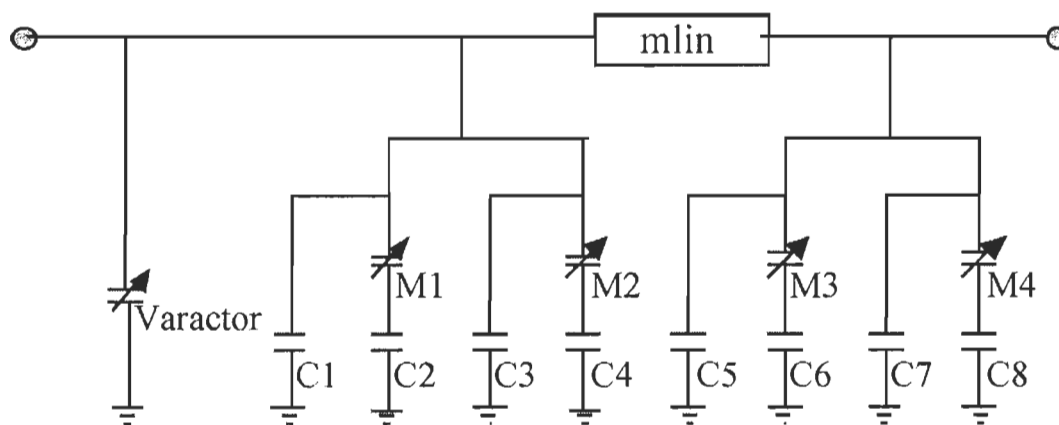


Figure 3.4 Schéma du réseau d'adaptation à 16 états tiré de Qiao et al., (2005)

L'amplificateur agile se compose d'un module hybride, un réseau d'adaptation d'impédance variable basé sur les dispositifs MEMS et un circuit actif MMIC (Figure 3.5). L'amplificateur agile fonctionne dans une plage de fréquences allant de 8 à 12 GHz [QIA05].

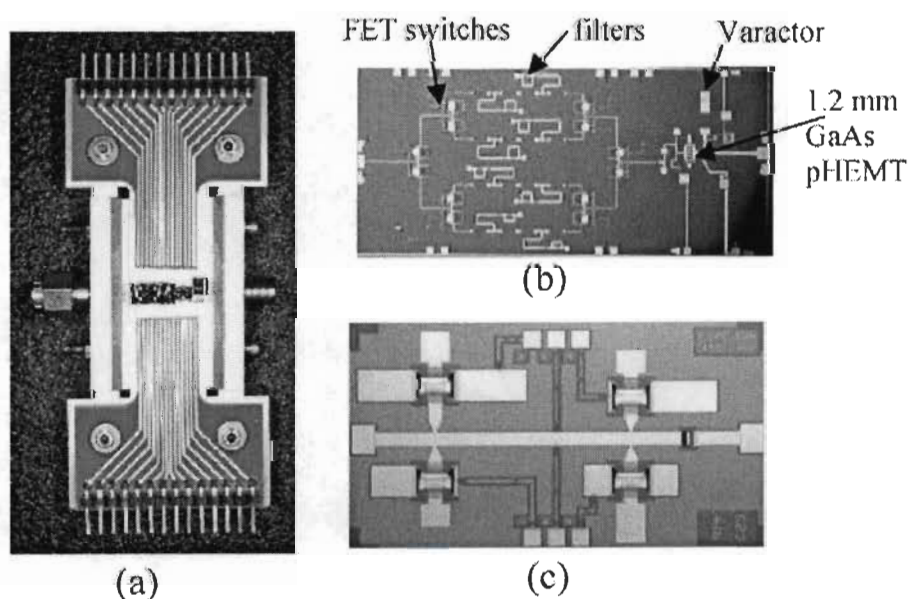


Figure 3.5 Amplificateur accordable sur la bande 8-12 GHz (a), le circuit actif (b) et le circuit d'adaptation d'impédance (c) tirés de Qiao et al., (2005)

La variation du circuit d'adaptation d'impédance et la modification de l'état de l'amplificateur hybride assurent une bande de fréquences étendue. Ce qui donne un contrôle sur la fréquence d'opération et une augmentation de la flexibilité fréquentielle (Figure 3.6).

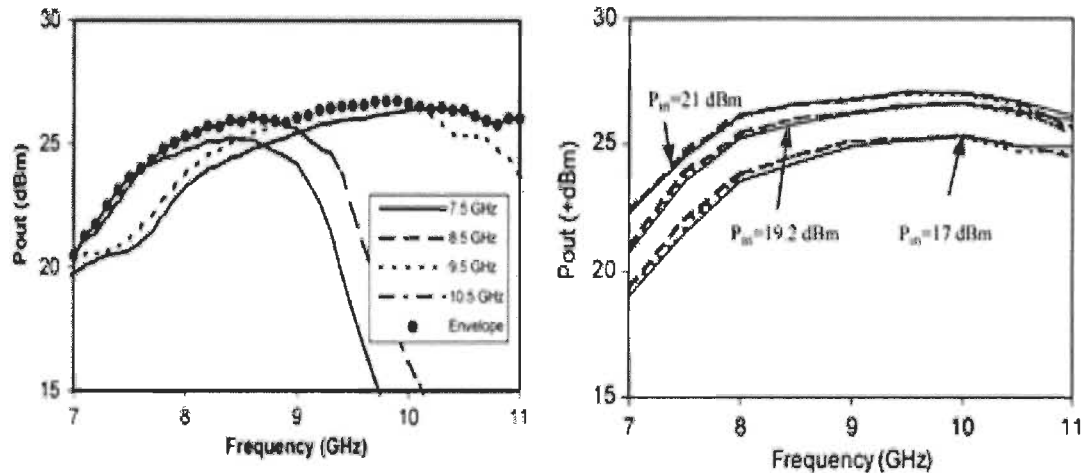


Figure 3.6 La réponse fréquentielle de l'amplificateur tirée de Qiao et al., (2005)

Dans le but de répondre aux besoins des applications actuelles de la communication sans fil, Qiao et al. (2005), ont optimisé le circuit d'adaptation d'impédance réaliser en passant d'une bande de fréquence de 8 à 12 GHz à une plage de 7 à 11 GHz.

Cela nécessite l'optimisation de la flexibilité fréquentielle afin de diminuer le seuil inférieur de la fréquence d'opération. À cet aspect Fukuda et al., (2006), décomposent la plage de fréquence en quatre bandes dont le but est d'atteindre une efficacité supérieure à 60% (Figure 3.7) [FUK06].

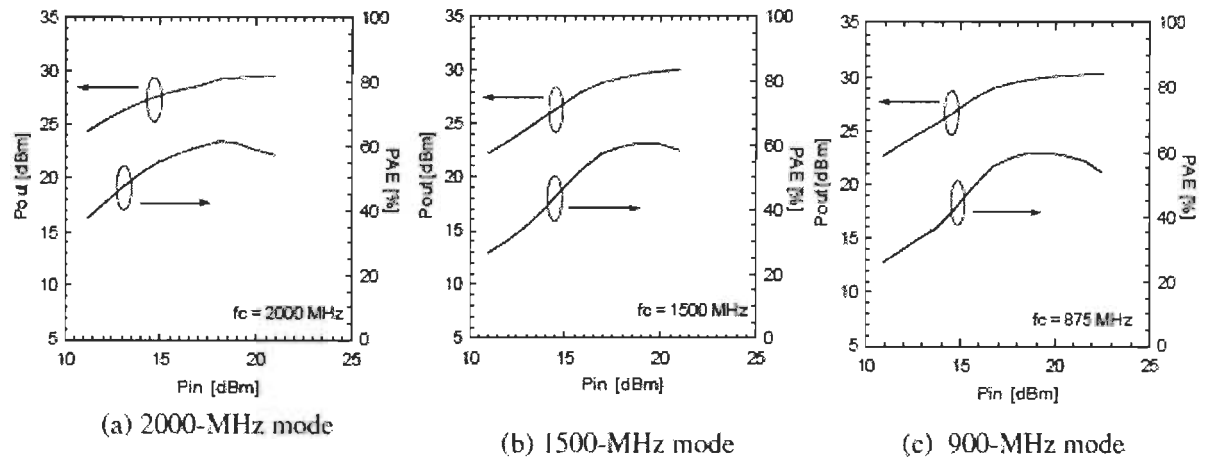


Figure 3.7 Efficacité et puissance de sortie pour la bande 2000 MHz (a), la bande 1500 MHz (b) et la bande 900 MHz (c) tirées de Fukuda et al., (2006)

Afin d'optimiser les plages de fréquences, la solution proposée est d'assurer la correspondance entre le nombre de plages des fréquences ciblées et le nombre des sections d'adaptation (Figure 3.8).

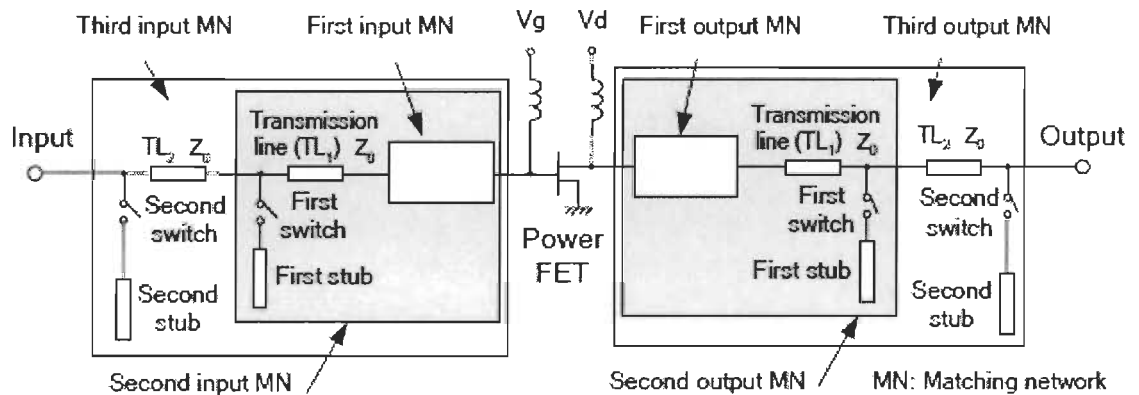


Figure 3.8 Schéma de l'amplificateur triple-bandes tiré de Fukuda et al., (2006)

La figure 3.9 présente le module d'amplification multi-bande ainsi que le circuit d'adaptation d'impédance par tronçon variable quad-bandes basées sur des interrupteurs MEMS présentés par Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006) [FUK06].

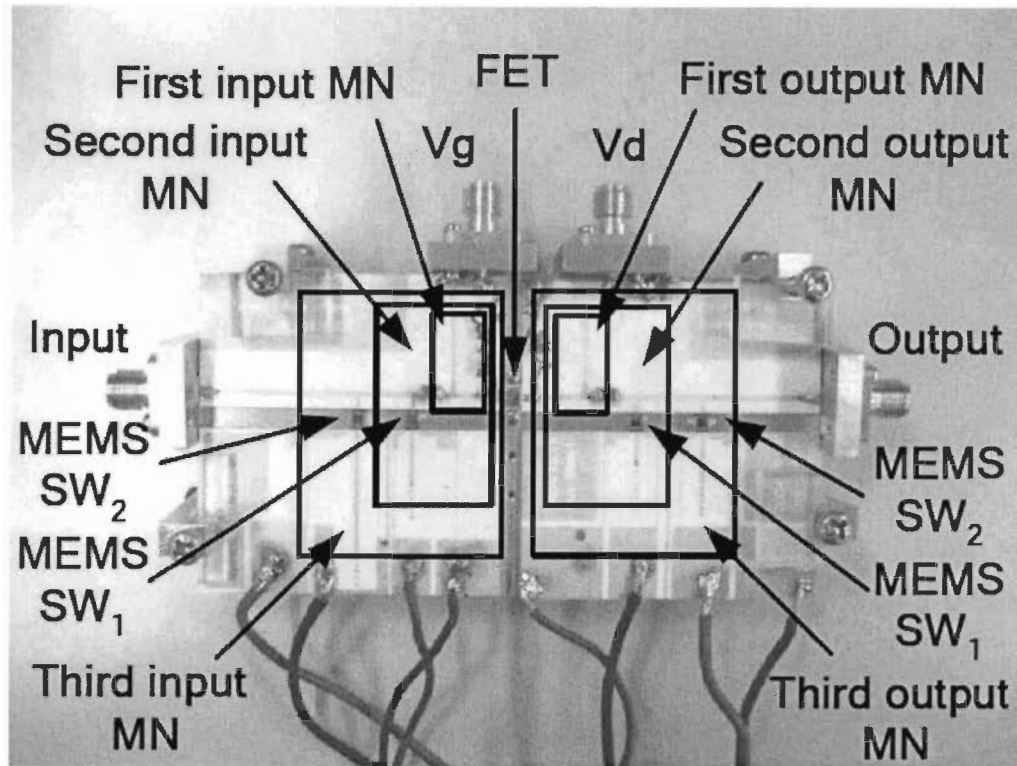


Figure 3.9 Photographie du module d'amplification multi-bandes tirée de Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006)

Le tableau 3.1 ci-dessous présente les résultats par rapport à la puissance, au gain et au niveau d'efficacité. Les résultats montrent que les commutateurs RF-MEMS fournissent une haute efficacité pour la triple bande PA [FUK06].

Tableau 3.1 Performance d'amplificateur de puissance fabriqué tirée de Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006)

Frequency (MHz)	2000	1500	875
Small Signal gain (dBm)	14.0	12.7	14.0
Max PAE [%]	62	61	60
Pout at Max PAE [dBm]	29.3	29.6	29.8
Psat [dBm]	30.0	30.0	30.2

3.1.3 Amplificateurs à bande de fréquence variable

L'intérêt des amplificateurs sur différentes plages de fréquence est de pouvoir adapter l'impédance de l'amplificateur afin que ce dernier puisse délivrer une puissance optimale pour amplifier le signal.

Certains chercheurs comme A. Fukuda ou F. Domingue ont défini des amplificateurs RF reconfigurables en fréquences en se basant sur cette idée.

Fukuda et al., (2006), ont mené plusieurs travaux sur les amplificateurs de puissance opérant sur plusieurs fréquences fixes de telle sorte que la fréquence n'est pas prédéterminée sur des valeurs fixes, et peut donc prendre 256 valeurs. Ils ont utilisé un concept d'implémenter un réseau de blocs d'adaptation. Le premier bloc est construit en un circuit à doubles tronçons séparés par une ligne de transmission. Le nombre de blocs correspond aux nombres des bandes requises (Figure 3.10). Chaque bloc d'adaptation est intégré à l'aide d'interrupteurs RF MEMS. Ils ont développé un amplificateur fonctionnant sur une plage de fréquence de 0,9 à 5 GHz avec un niveau de puissance supérieur à 30dBm et une efficacité de 45% pour chaque bande (Figure 3.11) [FUK06].

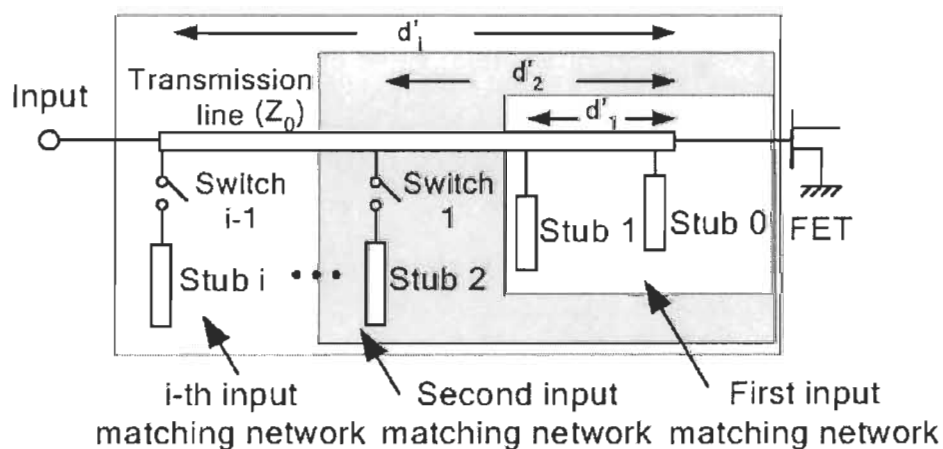


Figure 3.10 Réseau de blocs d'adaptation en entrée tiré de Fukuda et al., (2006)

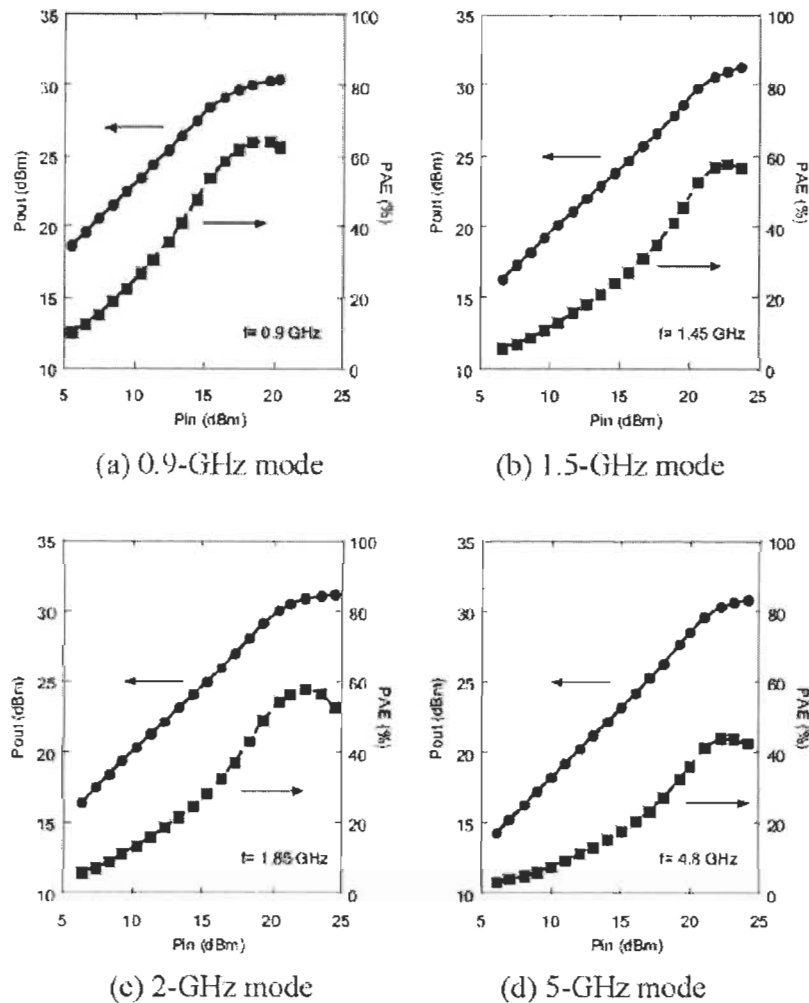


Figure 3.11 Représentation du niveau de puissance et d'efficacité pour chaque fréquence tirée de Fukuda et al., (2006)

Le tableau ci-dessous présente les résultats par rapport à la puissance, au gain et au niveau d'efficacité [FUK06].

Tableau 3.2 Performance de l'amplificateur de puissance fabriqué adaptée de Fukuda et al., (2006)

Fréquence (GHz)	0.9	1.5	2	5
Pout (dBm)	30,5	31	31	30,8
Gain (dBm)	10,7	8,3	8,6	8,1
Efficacité PAE	64%	58%	58%	45%

Contrairement à la méthode développée par Fukuda et al., (2006), F. Domingue et al., (2009) ont fabriqué un amplificateur micro-onde agile à l'aide d'un réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable. Le circuit ainsi proposé est constitué d'un transistor FET à hétéro structure (PHEMT GaAs) couplé à un système d'adaptation à 256 états, fait à base d'interrupteurs capacitifs MEMS (Figure 3.12) [DOM09].

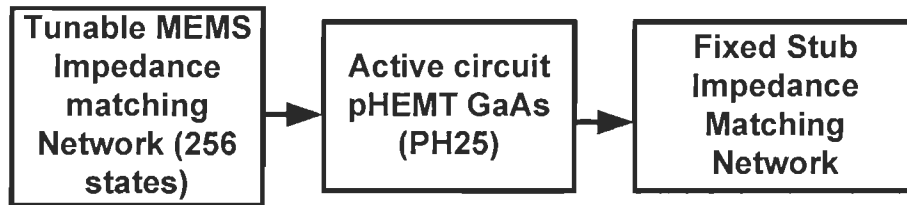


Figure 3.12 Schéma de principe de l'amplificateur agile adapté de F. Domingue et al., (2009)

Le réseau d'adaptation reconfigurable est basé sur une structure de lignes de transmission MEMS distribuées (DMTL). L'objectif principal de cette approche est que la fréquence varie de manière continue entre 3,5 et 9 GHz. Pour chaque fréquence le gain en puissance est optimal (Figure 3.13).

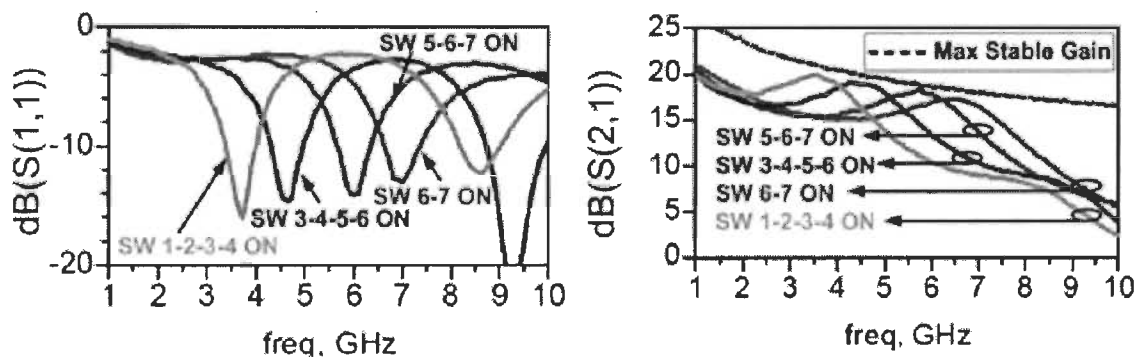


Figure 3.13 Performance de l'amplificateur agile tirée de F.Domingue et al., (2009)

3.1.4 Amplificateurs à classe ajustable

Dans le but d'assurer une efficacité et une linéarité les plus récents au niveau des classes d'opération, P.J. Bell, Z. Popovic et Dyck ont développé (2006), un amplificateur hybride à classe ajustable opérant entre la classe A et la classe F (Figure 3.14).

Un réseau d'adaptation en sortie basé sur des dispositifs MEMS assure le saut entre ces deux classes de fonctionnement. La technologie d'implémentation est de type GaAs MESFET [BEL06].

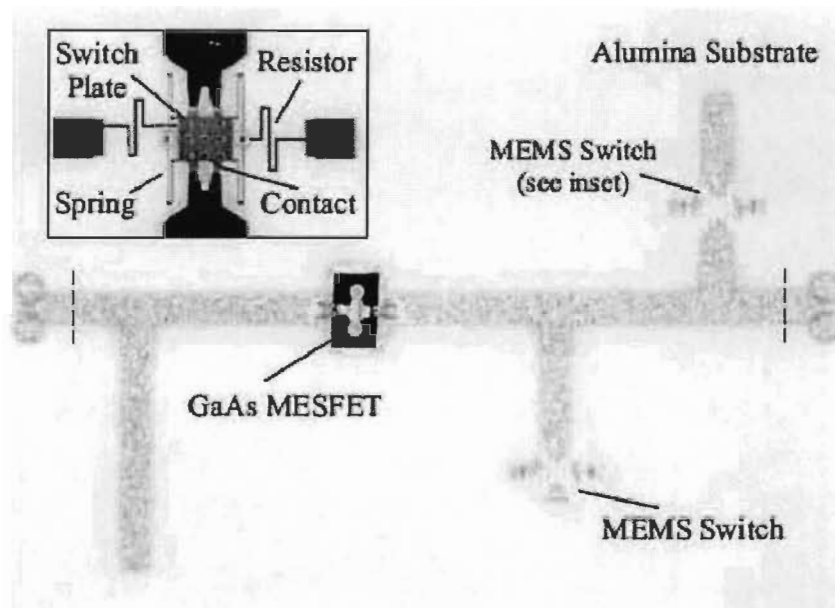


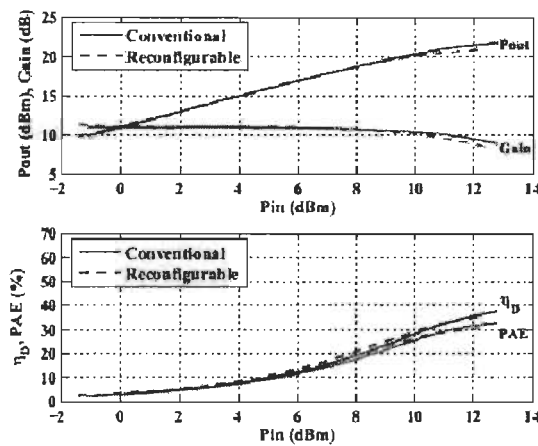
Figure 3.14 Amplificateur de classe variable tiré de P.J. Bell, Z. Popovic et Dyck (2006)

Le tableau 3.3 ci-dessous présente les résultats de leurs travaux en les comparant avec un amplificateur de classe A et F conventionnel [BEL06].

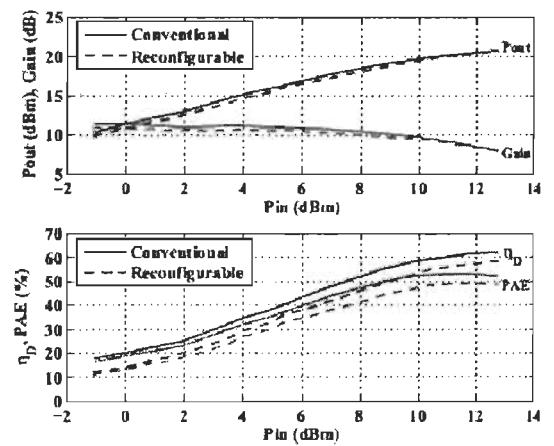
Tableau 3.3 Comparaison des résultats de P.J. Bell et Z. Popovic avec un amplificateur de classe A et de classe E conventionnel

CLASS-A			CLASS-E		
Parametre	Conventional	Reconfigurable	Parametre	Conventional	Reconfigurable
Pout,1dB	20,3dBm	19,7dBm	Pout,max	20,7dBm	19,6dBm
Gain	11dB	11dB	Gain	7,9dB	7,8dB
ζ_D ,1dB	27,50%	26,60%	ζ_D ,max	61,90%	58,30%
PAE1dB	25,30%	24,10%	PAEmax	53,20%	49,00%

La figure 3.15 montre l'impact minimal des interrupteurs MEMS pour les deux états. De plus, la modification de la classe d'opération correspond au bénéfice apporté par le réseau ajustable.



(a) Class-A Comparison



(b) Class-E Comparison

Figure 3.15 Performance de l'amplificateur à classe variable tirée de P.J. Bell, Z. Popovic et Dyck (2006)

Afin de trouver un compromis entre la linéarité et l'efficacité, N. Deltimple et al., (2005) ont proposé un amplificateur à deux étages de transistors pouvant opérer en classe A/AB pour les standards UMTS avec 24 dBm en puissance et 27 % d'efficacité, et 49% d'efficacité en classe AB/F pour le standard GSM 1800. Dans cette proposition, les deux

étages de transistors sont implémentés en technologie BiCMOS SiGe. Le passage d'une classe de fonctionnement à une autre se fait en variant le point de polarisation ainsi que le réseau d'adaptation de sortie (Figure 3.16) [NDE05].

Le circuit de polarisation en entrée permet de faire les ajustements nécessaires pour augmenter ou réduire le niveau de la seconde et de la troisième harmonique et permet au système de passer de la classe A à la classe AB. Le réseau en sortie est composé d'un «Switch» et d'un circuit résonnant L, C pour faire passer l'amplificateur vers la classe F.

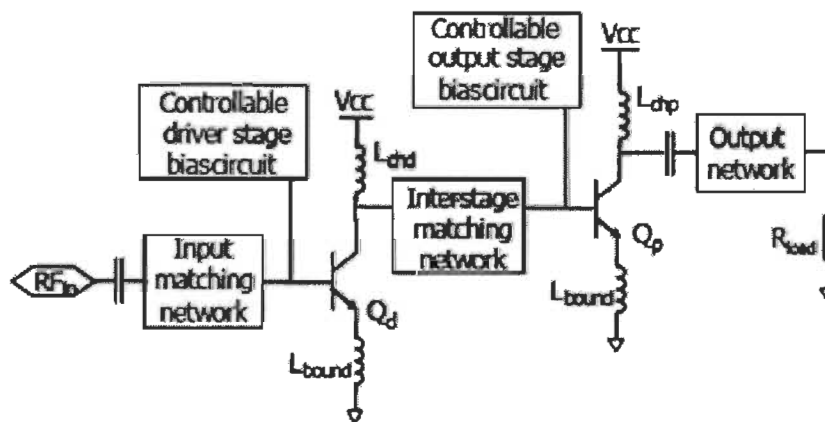


Figure 3.16 Architecture d'un amplificateur à classe adaptable selon N. Deltime et al., (2005)

3.2 Les réseaux d'adaptation d'impédance variable

La recherche bibliographique effectuée démontre que la création d'un composant micro-ondes agile multistandards passe par l'application d'un réseau d'adaptation d'impédances variable et flexible pour tous les dispositifs micro-ondes.

Des chercheurs montrent le besoin de ce réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable et proposent des solutions de conception ainsi qu'une analyse de configuration optimale des circuits d'adaptation d'impédance pour la bande de fréquences

ciblée. De plus, afin d'augmenter l'agilité qui nécessitent un transfert de puissance excellent ainsi qu'un faible effet non linéaire, il est essentiel dans ce cas d'augmenter la flexibilité de ces réseaux d'adaptation. Ce qui donne naissance à de nouveaux standards pour la téléphonie mobile.

Dans les prochaines sections, on va décrire les trois approches proposées par les différents chercheurs, dont le but est de mettre en place un réseau d'adaptation d'impédance variable en se basant sur des interrupteurs MEMS avec actionnement électrostatique.

3.2.1 Réseaux d'adaptation à tronçons variables basé sur une banque de condensateurs

Papapolymerou et al., ont exploité (2003), des syntoniseurs dynamiquement reconfigurables qui peuvent assortir une large variété de charges. Les syntoniseurs fonctionnent dans la gamme de fréquences 10-20 GHz. Ils se composent d'une banque de condensateurs numérique. Chaque banque contient un nombre prédéterminé de capacités qui peuvent être sélectionnés par l'activation des commutateurs MEMS appropriés [PAP03]. L'approche consiste alors à faire jouer sur la partie imaginaire de l'admittance (la susceptance) vu que l'espacement entre deux tronçons est fixe ce qui provoque la diminution de l'adaptation. Cette variation nécessite la modification de la capacité présentée à l'extrémité du tronçon de la ligne « stub » (Figure 3.17-a). La limitation de cette plage d'opération du réseau est représentée par une couverture limitée sur l'abaque de Smith. Les syntoniseurs ont des tronçons qui se composent d'une banque numérique de condensateurs. Chaque banque a un nombre prédéterminé de condensateurs qui peuvent être choisis par l'activation des commutateurs appropriés de MEMS (Figure 3.17-b) [PAP03].

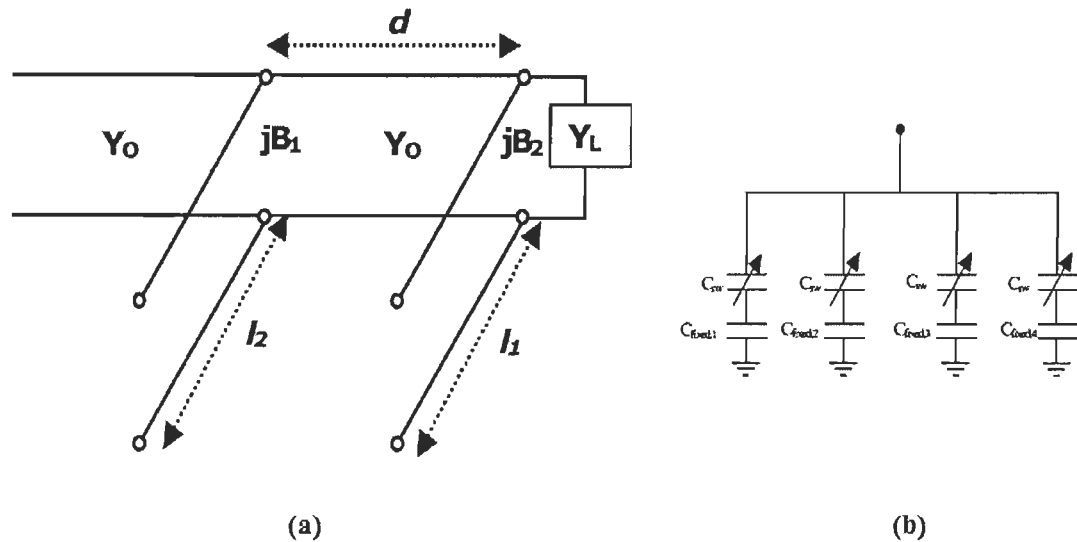


Figure 3.17 Tronçon reconfigurable (a), Banque d'interrupteur capacitif (b) tirés de Papapolymerou et al., (2003)

Pour rendre ce circuit reconfigurable et réaliser des possibilités assorties de charge distinctes, on peut ajuster 2^N charges différentes avec N interrupteur MEMS ce qui provoque l'ajout de nombreuses lignes de contrôle.

Des résultats mesurés et simulés pour tous les circuits fabriqués sont affichés dans la figure 3.18 qui présente les charges synthétisées dans l'abaque de Smith pour les fréquences 20,15 et 10 GHz.

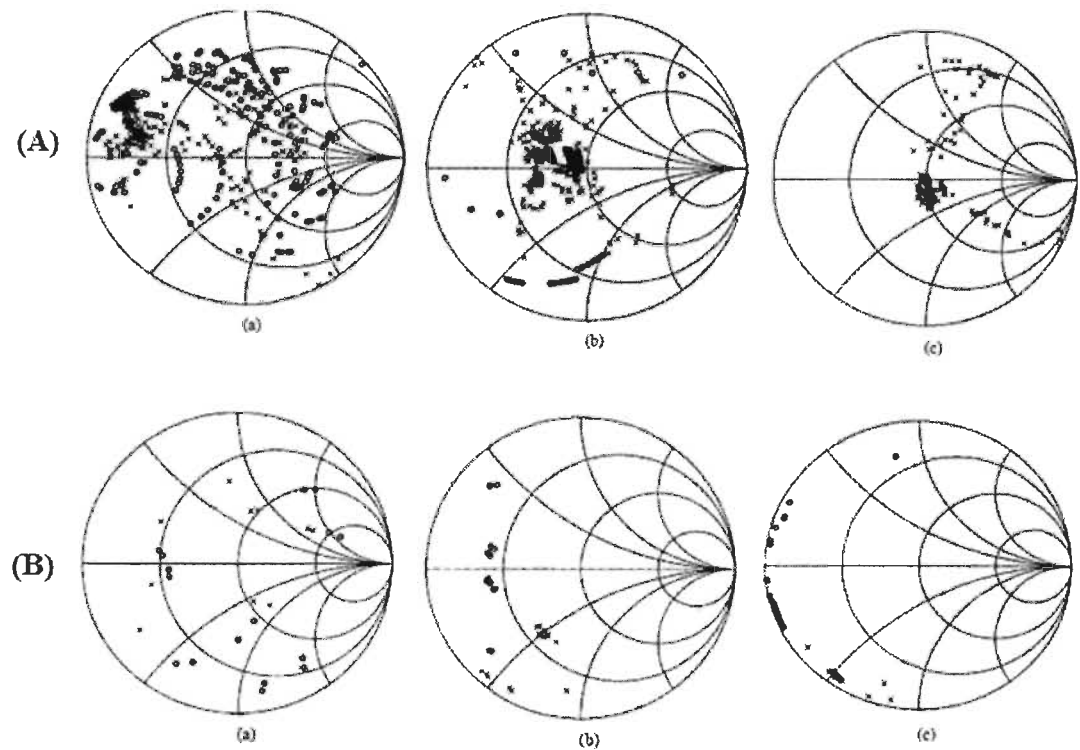


Figure 3.18 Résultats simulés et mesurés pour un syntoniseurs (A) 4 bits x 4 bits, (B) 2 bits x 2 bits à 20 GHz (a), 15 GHz (b) et 10 GHz (c) tirés de Papapolymerou et al., (2003)

3.2.2 Réseaux d'adaptation à multiples tronçons variables

Une solution a été exploitée par C. Zhang et A. E. Fathy. Elle consiste à élaborer une structure d'amplificateur reconfigurable en multi modes et multi bandes utilisant un réseau d'adaptation reconfigurable à deux tronçons variables. La figure 3.19 présente le modèle tiré par ces auteurs [DEN09].

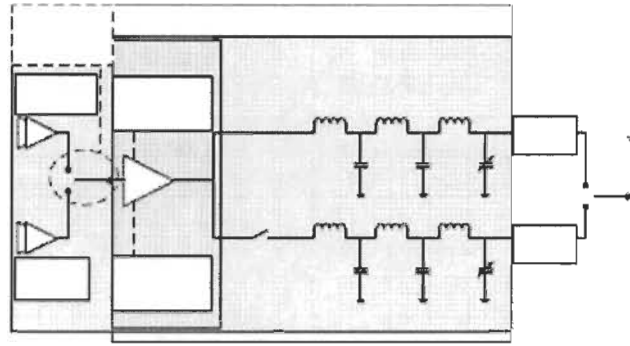


Figure 3.19 Modèle de l'amplificateur reconfigurable tiré de C. Zhang et A. E. Fathy (2005)

Le réseau d'adaptation reconfigurable est composé de deux tronçons variables suivant la fréquence centrale d'opération (High band ou Low band). Le réseau d'adaptation opère tel un duplexeur utilisant des interrupteurs MEMS (Figure 3.20). Suivant que l'amplificateur est en High-band ou en Low-band, les interrupteurs changent d'état validant juste une partie du circuit d'adaptation. Le contrôle du courant de polarisation provoque le passage de tous les transistors (implémenté en technologie GaAs) en mode High-Power et Low-Power [DEN09].

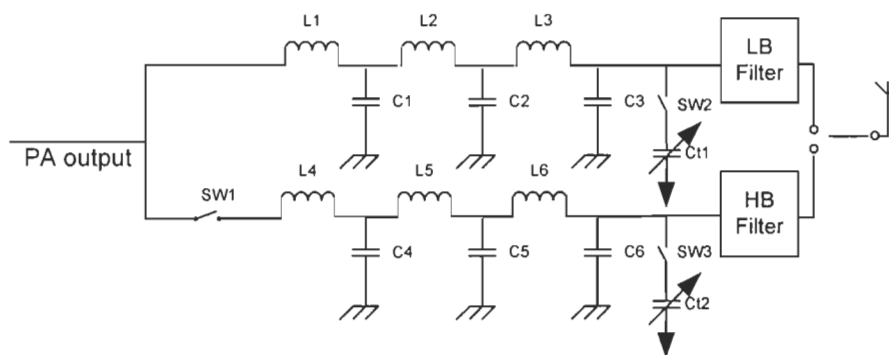


Figure 3.20 Réseau d'adaptation reconfigurable en sortie adapté par C. Zhang et A. E. Fathy (2005)

Les résultats obtenus par C. Zhang et A. E. Fathy (2005) sont présentés à la figure 3.21 avec une puissance de 33,8 dBm en sortie et une efficacité de 48% à la fréquence de 0,9 GHz. À la fréquence de 1,6 GHz, la puissance en sortie est de 29,4 dBm avec une efficacité de 55%.

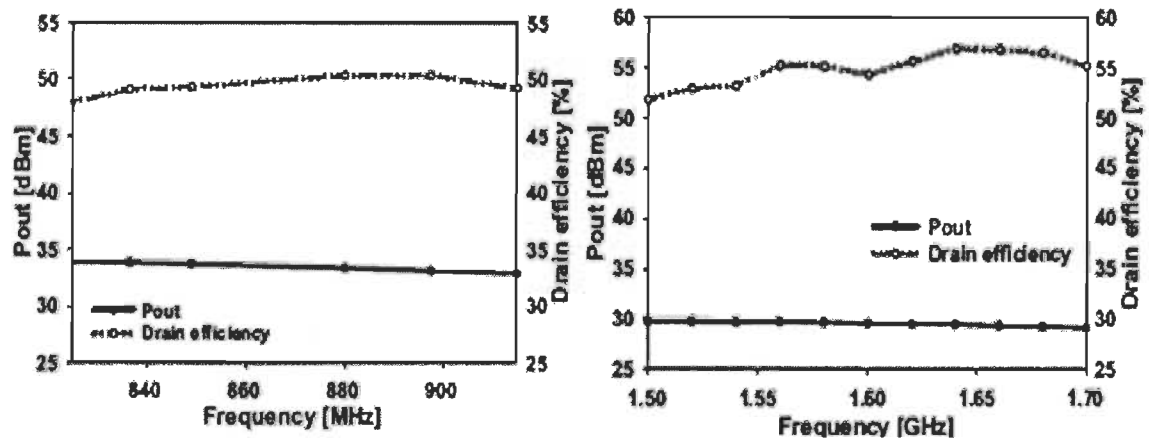


Figure 3.21 Performances de l'amplificateur reconfigurable tirées de C. Zhang et A. E. Fathy (2005) en HB et en LB

Hong-Teuk et al., (2001), Vaha-Heikkila et al., (2005) et (2007), exploitent des tronçons de différentes longueurs basées sur des circuits capacitifs MEMS. Un circuit à simple tronçon est présenté dans la figure 3.22. Un contrôle de chaque interrupteur est associé pour les circuits à simple, double et triple tronçons.

Chaque interrupteur qui est défini par N , commute deux positions (Figure 3.23). Le nombre de charges atteignables est de 2^N . De plus pour occuper un espace considérable, il nécessite la présence de plusieurs lignes d'activation. L'utilisation d'un réseau composé d'un seul tronçon donne la possibilité d'obtenir une bonne couverture uniforme dans l'ensemble de l'abaque (Figure 3.24). Cependant, le nombre élevé de lignes de contrôle associées aux interrupteurs MEMS, occupent un espace considérable [VAH07].

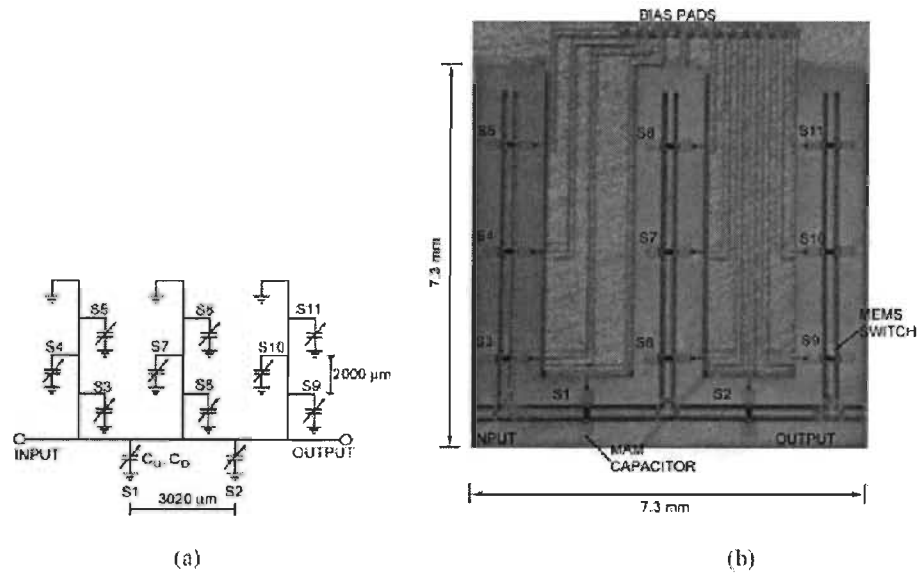


Figure 3.22 Schéma d'un circuit simple tronçon (a) et un circuit réel utilisant un tronçon variable (b) tiré de Vaha-Heikkila et al., (2007)

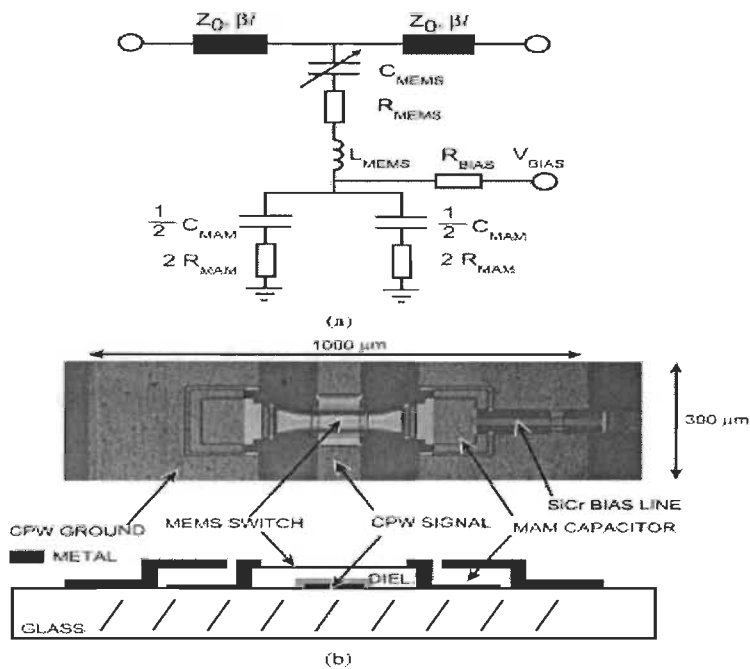


Figure 3.23 Circuit équivalent (a) et schémas d'une vue en coupe transversale d'un commutateur MEMS capacitive (b) tirés de Vaha-Heikkila et al., (2007)

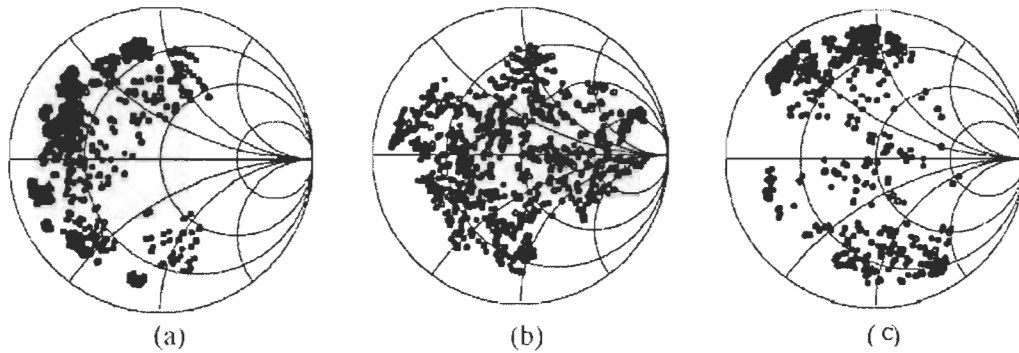


Figure 3.24 Résultats mesurés à 20 GHz (a), 30 GHz (b) et 40 GHz (c) tirés de Vaha-Heikkila et al., (2007)

3.2.3 Réseaux d'adaptation à base d'une ligne de transmission MEMS distribuée

Yumin, Katehi et Peroulis (2005), Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004) et (2005), exploitent un réseau d'adaptation d'impédance qui contient des lignes MEMS capacitatives distribuées (« Distributed MEMS Transmission Line », DMTL) partagées dans toute la ligne de transmission (Figure 3.25).

La figure 3.26 prouve que les charges adaptables sont bien réparties sur l'abaque de Smith. La fréquence d'opération semble raisonnablement basse comparativement à la longueur utilisée [VAH05].

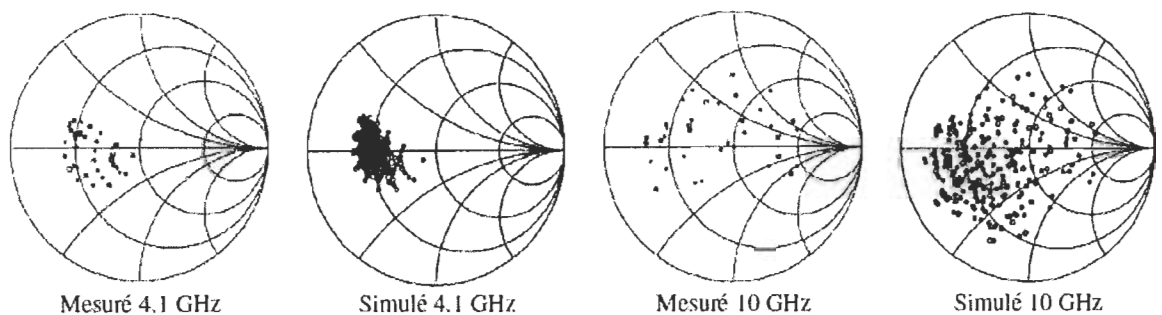


Figure 3.25 Résultats mesurés et simulés tirés de Vaha-Heikkila et al., (2005)

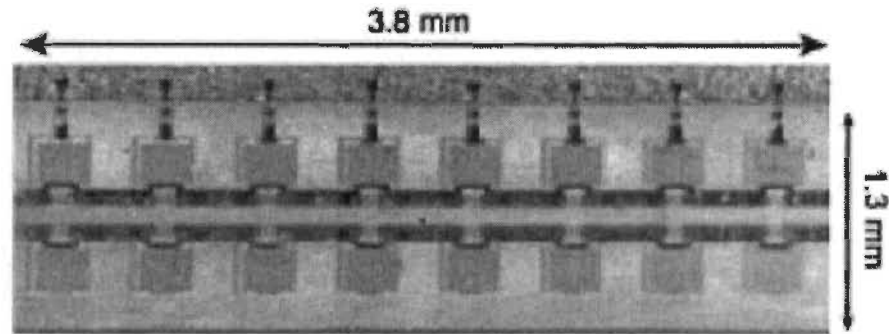


Figure 3.26 Composantes tirées par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2005)

Yumin, Katehi et Peroulis (2005), utilisent l'approche d'intégrer sur le système l'impact de la puissance d'un signal RF (Figure 3.27). L'objectif est d'étudier stratégiquement la position optimale des interrupteurs MEMS afin de maximiser la capacité en puissance en considérant que la charge est de 50 ohms (Figure 3.28) [YUM05].

La visualisation de la fréquence d'opération montre que sa valeur reste supérieure à 30 GHz alors que ses dimensions sont de 0.5 cm (Figure 3.29).

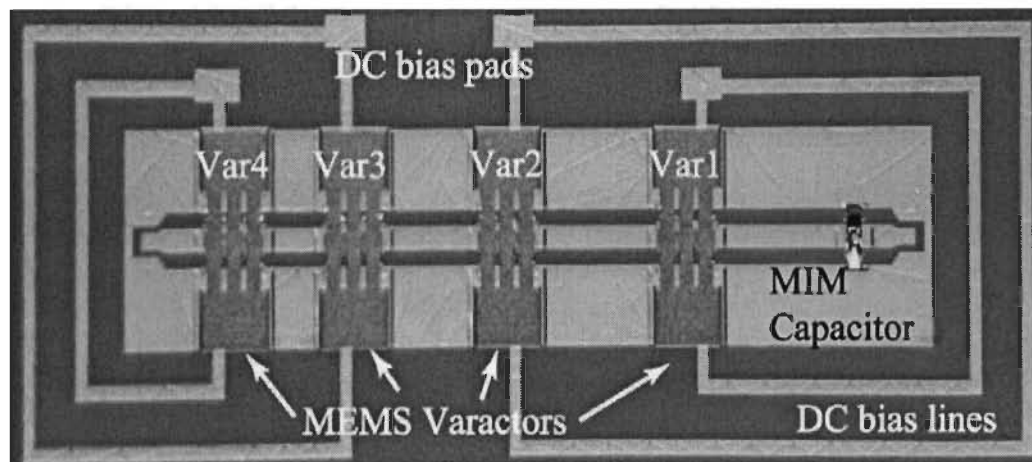


Figure 3.27 Synthétiseur fabriqué par Yumin, Katehi et Peroulis (2005)

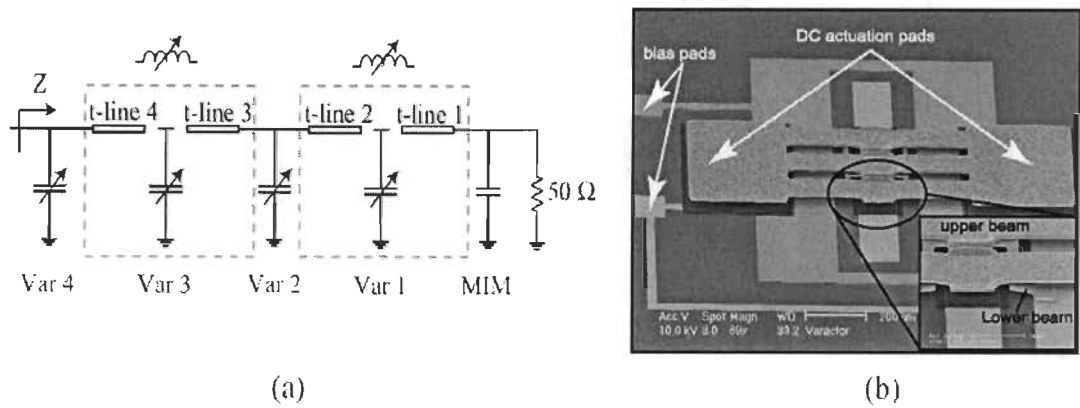


Figure 3.28 Schéma d'un réseau d'adaptation distribué (a) et Contact des commutateurs RF MEMS (b) tirés de Yumin, Katehi et Peroulis (2005)

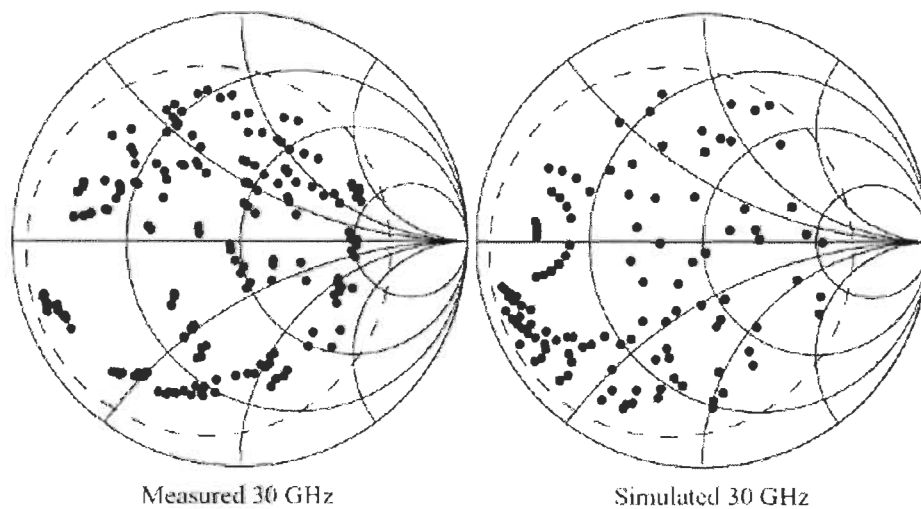


Figure 3.29 Résultats présentés par Yumin, Katehi et Peroulis (2005)

3.2.4 Réseaux distribués intégrant une structure à ondes lentes SW-DMTL

F. Domingue et al., (2008) exploitent un réseau basé sur une ligne de transmission MEMS distribués (DMTL) couplé avec une structure à ondes lentes (SW) pour des applications à basses fréquences. L'objectif est de réduire la longueur physique du réseau de 25% par rapport à une ligne DMTL traditionnelle. L'importance est d'optimiser à

la fois l'impédance et la vitesse de phase de la ligne sélectionnée à vide pour améliorer les performances et la couverture des charges adaptées.

Le concept des lignes de transmissions à ondes lentes (SW) consiste à ajouter des discontinuités inductives et capacitives le long d'une ligne de transmission dans la même proportion telle que l'impédance caractéristique est maintenue constante et la vitesse de phase est réduite. Cela revient à faire varier périodiquement l'espacement entre la largeur de conducteur central et la masse (Figure 3.30).

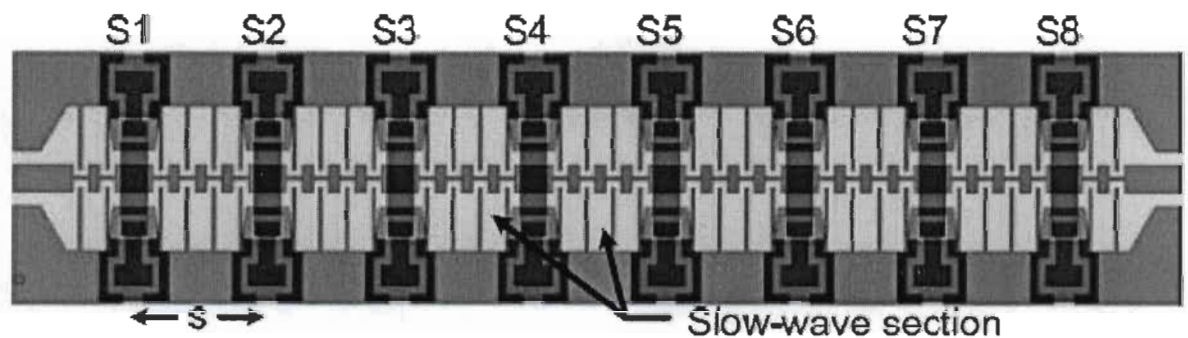


Figure 3.30 Schéma d'un réseau SW-DMTL tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)

Les résultats simulés de la couverture du réseau de l'adaptation d'impédance à ondes lentes SW-DMTL sont obtenus en utilisant le logiciel ADS. La simulation est réalisée avec un modèle distribuée dont les paramètres sont extraits de la simulation HFSS.

Les résultats sont présentés dans la figure 3.31 de 3 à 8 GHz. Les résultats simulés montrent l'augmentation de la constante diélectrique effectif pour améliorer la couverture de l'abaque de Smith tout en conservant la même longueur physique de 4.4mm.

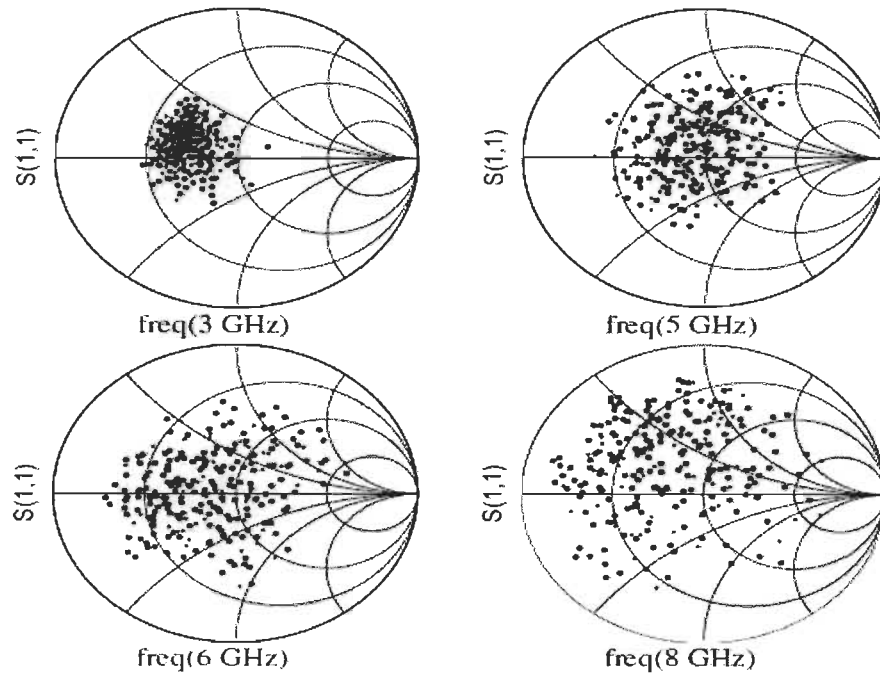


Figure 3.31 Résultats présentés par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)

La mesure de surface 3D avec une Veeco NT1100 optique montre une déformation de la poutre sous une contrainte de compression de 100 Mpa (Figure 3.32).

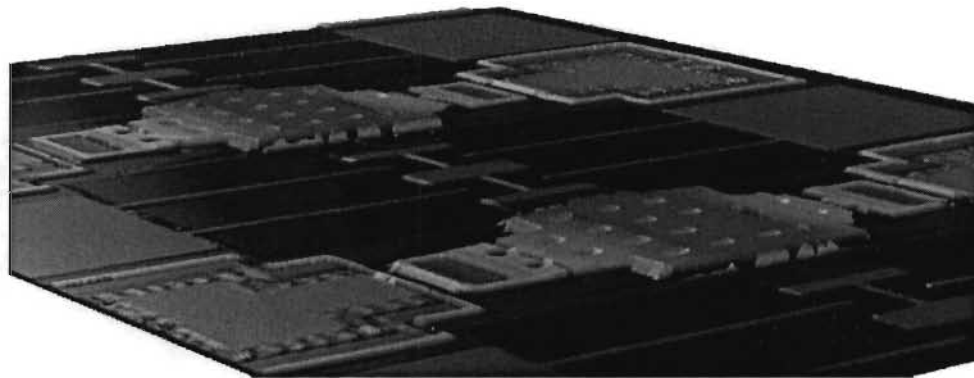


Figure 3.32 Les commutateurs MEMS fabriqués tirés de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)

F. Domingue et al., (2009) comparent le réseau coplanaire CPW avec le réseau de type DMTL à base d'une ligne à forte constante diélectrique effective SW. L'objectif est de

démontrer la possibilité de maximiser la couverture d'impédance et optimiser l'uniformité sur l'abaque de Smith [DOM09]. Huit interrupteurs MEMS capacitifs sont utilisés avec un espacement de $500\mu\text{m}$ entre chaque section. La figure 3.33 montre le réseau de l'adaptation d'impédance à ondes lentes SW-DMTL de 4 mm de longueur.

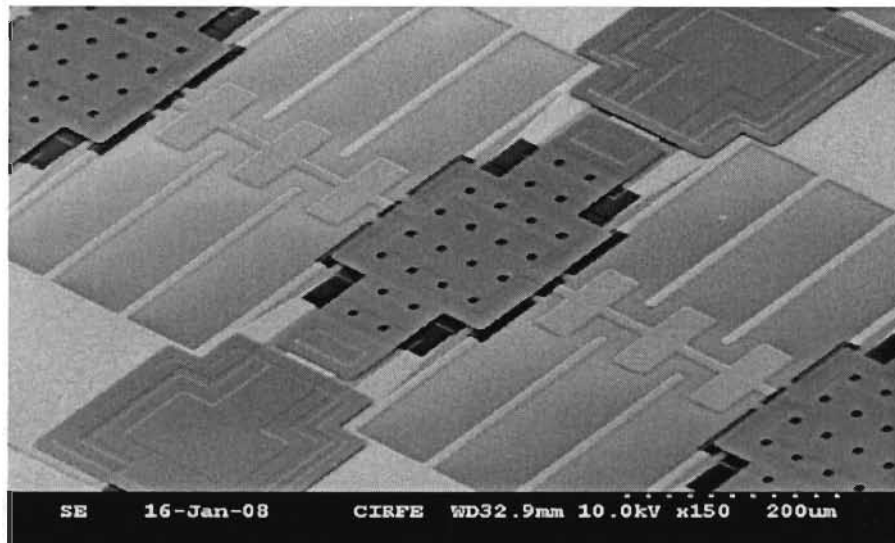


Figure 3.33 Modèle du réseau d'adaptation d'impédance proposé par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

La figure 3.34 montre les résultats de l'évaluation de la couverture de la perte de retour pour le réseau CPW et SW DMTL. Cette simulation montre clairement l'amélioration de la performance de perte de retour qui est obtenue en utilisant le concept proposé à des fréquences différentes. Le facteur d'uniformité qui a été utilisé au cours de la phase de conception est inférieur à 1000. La couverture de l'abaque de Smith est assez large avec une perte de retour du réseau SW plus efficace de 10 dB par rapport au réseau coplanaire. Ce ci présente un avantage pour la structure proposé.

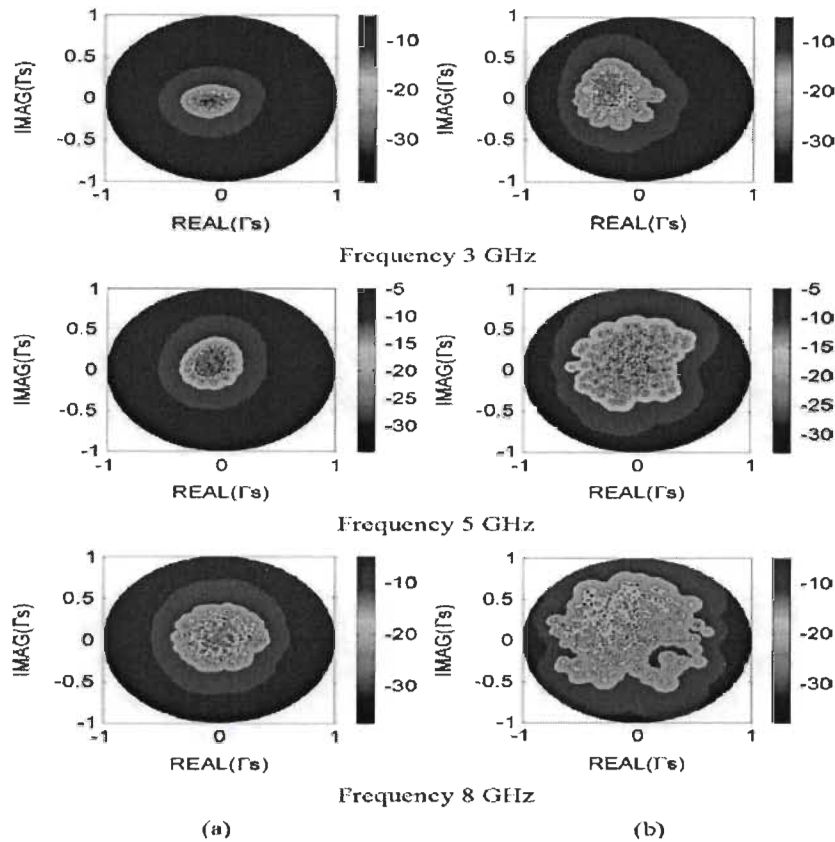


Figure 3.34 Performance de mesure de perte de retour sur le plan gamma : (a) la conception CPW ; (b) la conception SW tirée de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

3.2.5 Réseaux distribués intégrant un déphaseur MEMS-RF reconfigurable à ondes lentes SW-DMTL

Les travaux effectués par F. Domingue et al. (2008) sur un réseau distribué intégrant un déphaseur MEMS RF reconfigurable à ondes lentes SW-DMTL a pour objectif d'améliorer le déphasage et à réduire les dimensions du dispositif basé sur la structure DMTL. Cette structure est conçue pour augmenter sensiblement la constante diélectrique effective tandis que l'impédance caractéristique reste constante [DOM08]. En modifiant périodiquement la largeur du conducteur central et l'espacement entre deux masses consécutives, la vitesse de phase est considérablement réduite tandis que l'impédance reste constante (Figure 3.35).

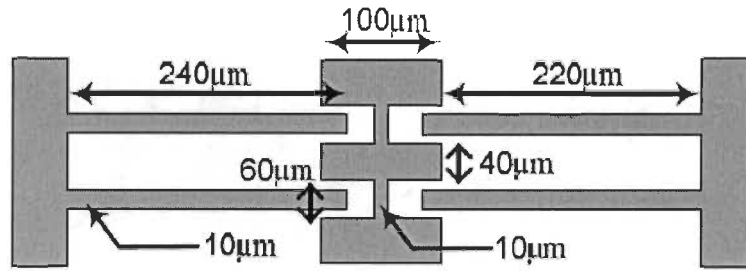


Figure 3.35 Structure SW tirée de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2008)

L'étude de la variation de phase et des pertes d'insertion des structures montre l'avantage offert par la solution développée. Les résultats obtenus pour une gamme de fréquences allant de 1 GHz à 10 GHz ont confirmé la possibilité d'améliorer la variation de phase sans compromettre la performance de perte d'insertion (Figure 3.36) [DOM08].

L'augmentation significative du constant diélectrique effectif a été obtenue et les résultats ont confirmé la possibilité d'améliorer la variation de phase sans compromettre la performance de perte d'insertion. La variation de déphasage est améliorée de 42% par rapport à la conception traditionnelle en utilisant les mêmes commutateurs capacitifs MEMS.

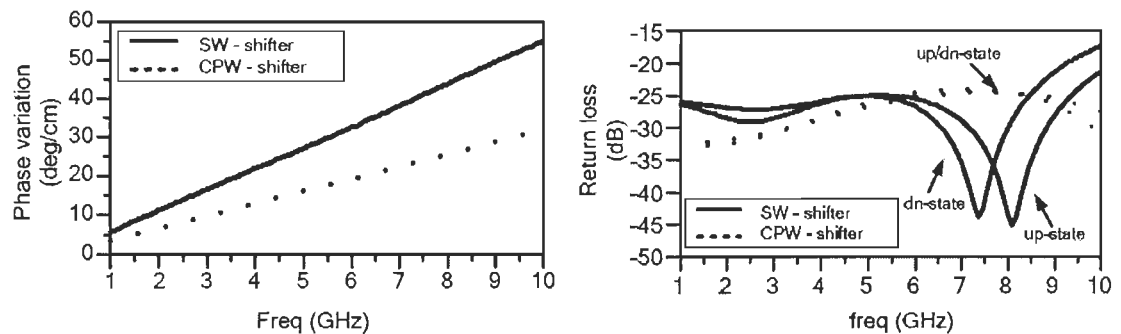


Figure 3.36 La variation de phase et la perte d'insertion tirées de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

3.2.6 Réseaux exploitant une ligne DMTL

F. Domingue et al., (2009) exploitent un réseau d'adaptation d'impédance qui contient des lignes MEMS capacitives distribuées (« Distributed MEMS Transmission Line », DMTL) partagées dans toute la ligne de transmission (Figure 3.37). L'objectif est de générer des charges distribuées uniformément dans l'abaque afin de maximiser la couverture de celle-ci.

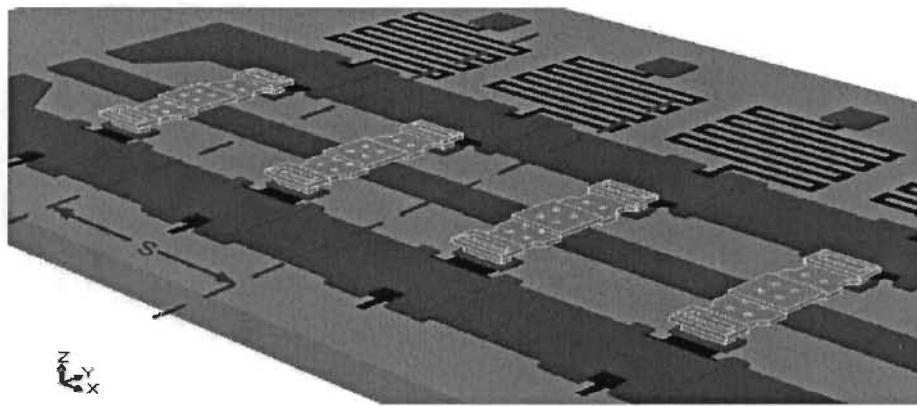


Figure 3.37 Modèle du réseau d'adaptation d'impédance proposé par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

F. Domingue et al., (2009) ont implémenté un test mathématique dans un simulateur de calculs mathématiques (Matlab) afin de traduire numériquement l'uniformité d'une distribution de données. Pour cela, une subdivision du plan complexe gamma en plusieurs sections ($N_i \times N_j$) a été effectuée (figure 3.38). Ainsi, le nombre de points adaptables dans chaque section est compté puis comparé au nombre moyen attendu dans une distribution parfaite. Tandis que les paramètres S des réseaux d'adaptation d'impédance variable ont été déterminés quand à eux à l'aide du logiciel ADS. Toutefois, ce facteur analytique pourrait être implémenté dans le simulateur micro-ondes pour une optimisation directe du comportement [DOM09].

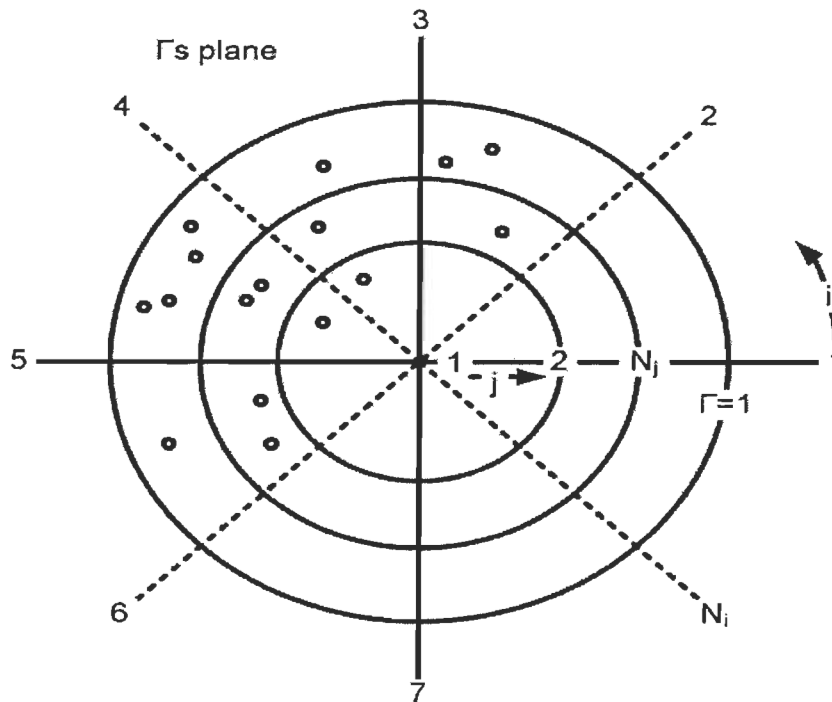


Figure 3.38 Subdivision effectuée du plan complexe gamma proposée par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

La figure 3.39 illustre le résultat calculé du test en fonction de la fréquence pour un réseau d'adaptation d'impédance théorique représenté dans l'abaque de Smith. Pour cette étude, le plan gamma est subdivisé en 25 niveaux du module de gamma (N_j) ainsi que dix régions angulaires (N_i), soit un total de 250 sections.

En se basant sur une analyse de correspondance entre la distribution des charges dans l'abaque et la valeur du facteur d'uniformité, F. Domingue et al., (2009) ont déterminé qu'une valeur inférieure à 1000, dans ce cas, représente une distribution convenable des charges dans le plan complexe [DOM09].

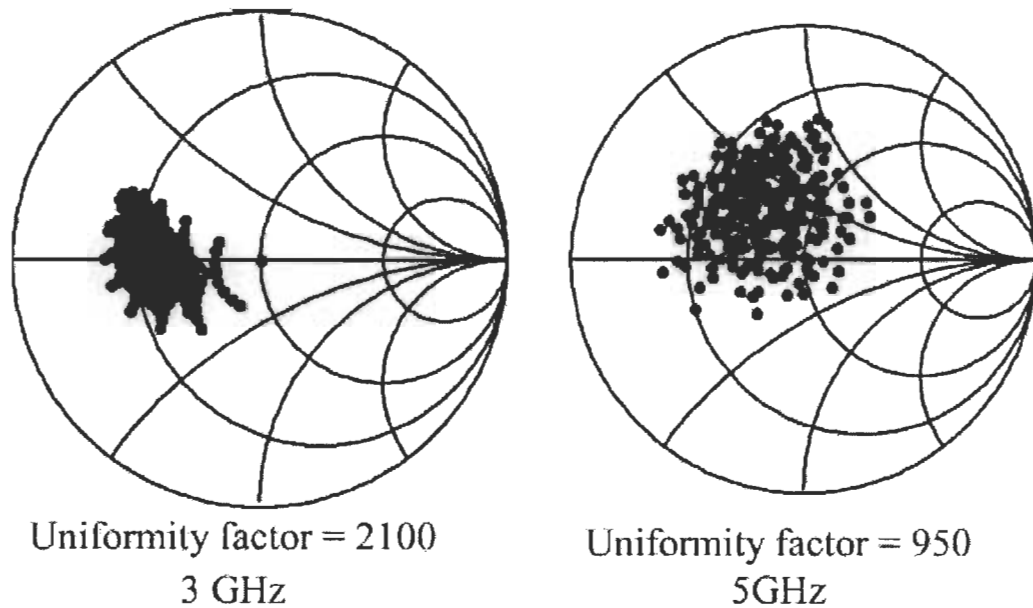


Figure 3.39 Distribution des charges proposée par Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

Les résultats des simulations effectuées montrent l'effet direct des paramètres mis en jeu sur la distribution des charges adaptables et la plage de fréquences d'opération. Les résultats obtenus permettent de constater que la longueur électrique totale à l'état ouvert associée à la fréquence d'opération minimale pour un facteur d'uniformité égale à 1000 coïncide à une valeur commune de longueur électrique de 98 degrés (Figure 3.40).

La valeur de cette dernière est commune pour tous les réseaux DMTL ayant une impédance à l'état fermé de 25 ohms. Néanmoins, d'autres simulations effectuées ont permis de constater une légère variation de cette longueur électrique totale minimale en fonction de l'impédance à l'état fermé atteignable.

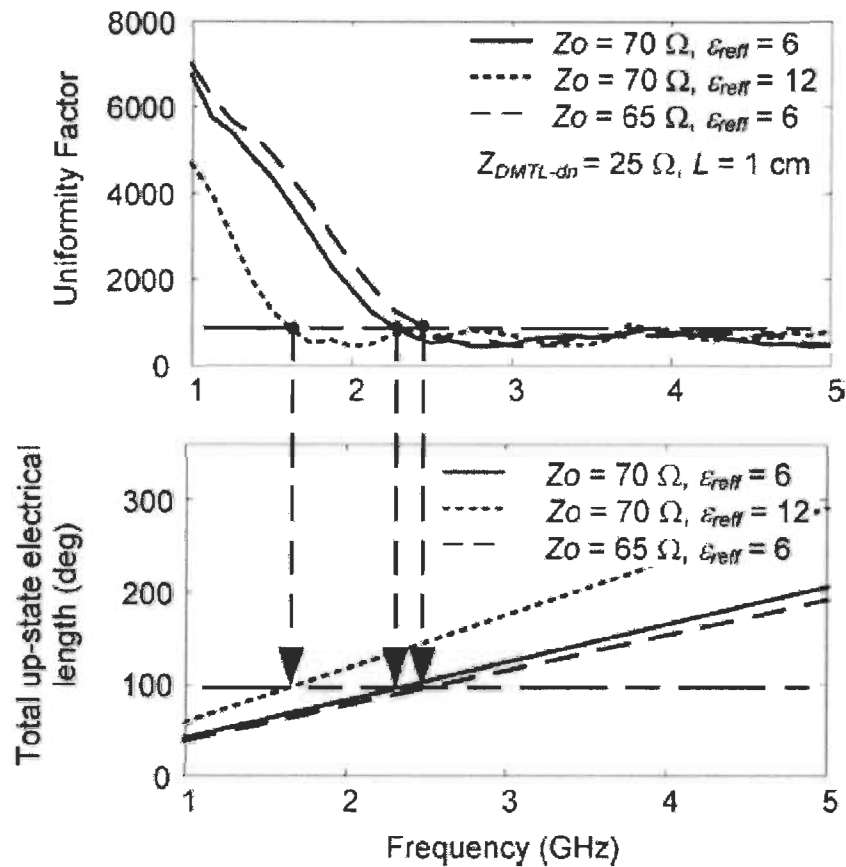


Figure 3.40 Paramètres de performance de la ligne DMTL tirés de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

La correspondance de la fréquence maximale d'opération, nécessaire pour la conservation d'une bonne couverture de l'abaque de Smith (Figure 3.41), et la longueur électrique associée montrent une relation entre la longueur électrique à l'état fermé d'une section et son impédance résultante sur la fréquence maximale d'opération. Cela a permis l'étude de l'impact de l'impédance résultante de l'état fermé des sections de ligne DMTL.

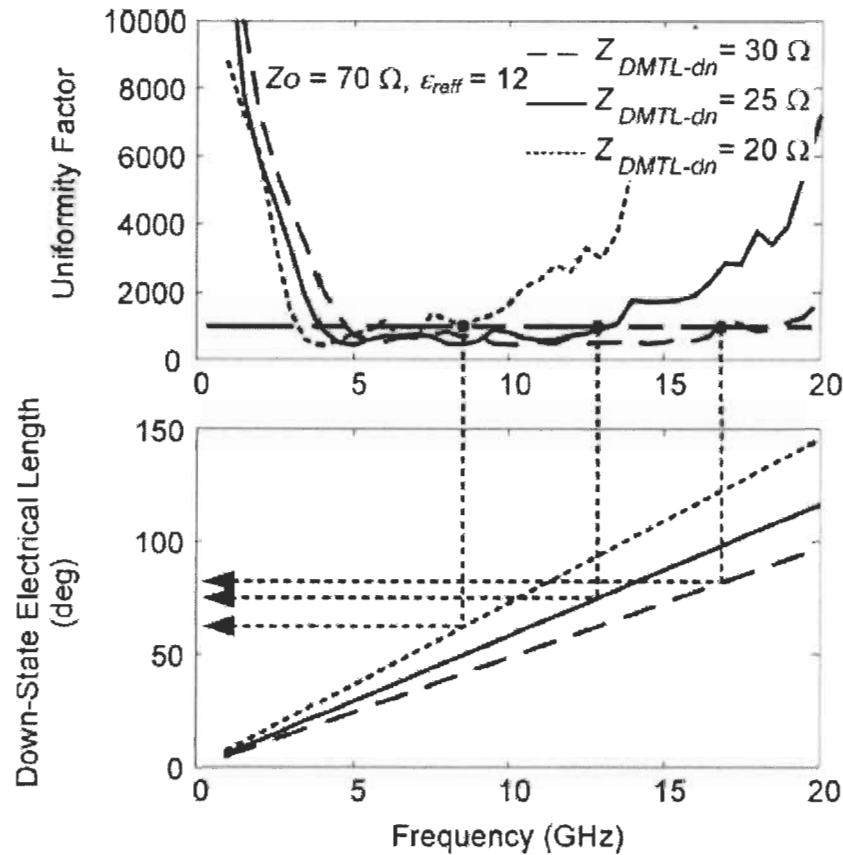


Figure 3.41 Longueur électrique maximale à l'état fermé tirée de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2009)

3.2.7 Réseaux distribués intégrant une ligne SW et un interrupteur à double états

L'approche présentée est développée par F. Domingue et al. (2010) sur une ligne SW et un interrupteur capacitifs à double états. L'objectif est d'étendre la fréquence d'opération à l'aide d'un interrupteur à double états. Dans le but de maintenir une fréquence d'opération élevée tout en gardant des dimensions faibles, F. Domingue et al., (2010) ont exploités un interrupteur dont le ratio capacitif est limité. Cette solution permet de minimiser les pertes du réseau. L'interrupteur en question est conçu sur deux sections mobiles indépendantes, une seule section est actionnée pour le fonctionnement dans les hautes fréquences limitant ainsi le ratio capacitif (Figure 3.42). Un bon fonctionnement à

basses fréquences nécessite l'actionnement simultané des deux sections dans le but d'obtenir une large capacité à l'état fermé.

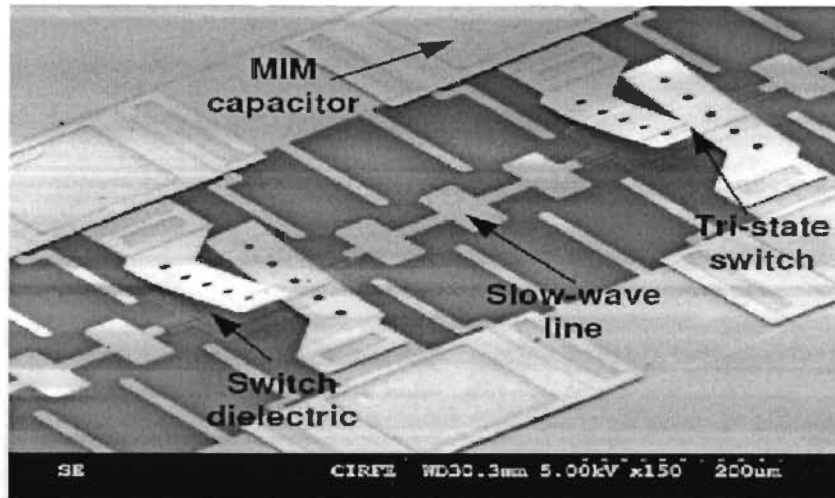


Figure 3.42 Interrupteur présentant trois niveaux de capacité tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010)

Les simulations selon le modèle distribué permettent la validation des avantages de l'interrupteur à double états dans ce cas. La figure 3.43 montre les deux plages de fréquences d'opération distinctes selon l'état de cet interrupteur.

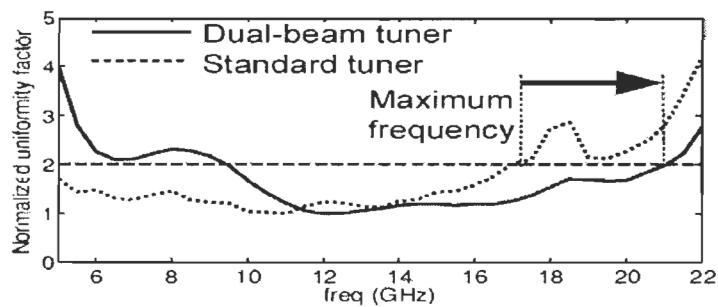


Figure 3.43 Facteur d'uniformité pour l'interrupteur à double états tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010)

Cette solution montre de bonnes performances à des fréquences élevées et une réduction des dimensions des réseaux d'adaptation d'impédance. Les résultats de

simulation qui présentent les régions des pertes d'insertion nous permettent de constater que la mise en place d'une ligne de forte constante diélectrique effective nécessite l'augmentation de la capacité des interrupteurs requis (Figure 3.44). Le dimensionnement de ces plaques d'interrupteur est effectué en tenant compte des déformations engendrées par la contrainte résiduelle effective estimées.

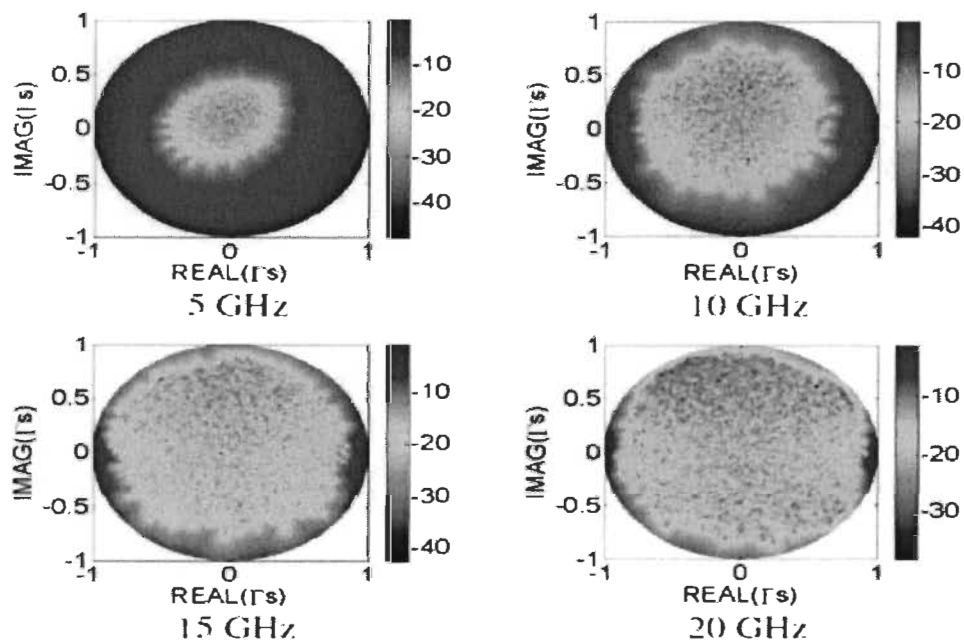


Figure 3.44 Résultat obtenu des pertes d'insertions pour le réseau DMTL CPW traditionnel (a) et le réseau SW DMTL tiré de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010)

La figure 3.45 montre l'apport positif apporté par le nouveau réseau sur une plage étendue de fréquences allant de 5 à 20 GHz. De plus, l'amélioration des pertes permet d'obtenir un comportement amélioré comparativement au réseau d'adaptation fixe et ce, même à l'intérieur de la plage de fonctionnement du réseau fixe. Le gain du réseau est supérieur à 1 dB.

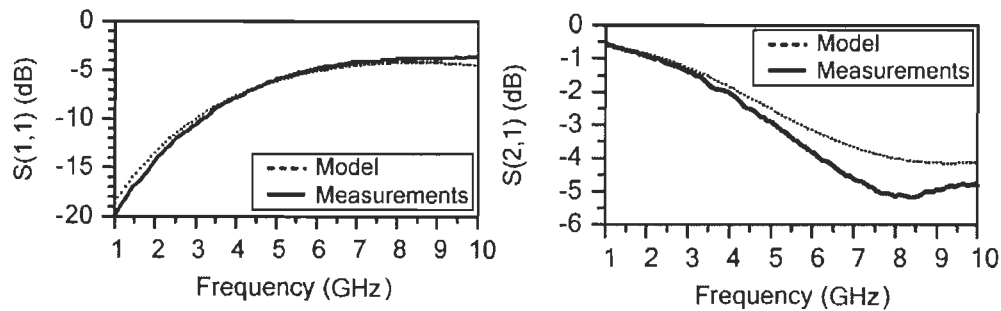


Figure 3.45 Performances du réseau tirées de Domingue, Fomani, Kouki et Mansour (2010)

3.2.8 Réseaux distribués intégrant une structure CPW à ondes lentes SSW-DMTL

F. Domingue et al., (2010) exploitent un réseau basé sur une ligne de transmission MEMS distribués (DMTL) couplé avec une structure CPW à onde lente (SSW) sur un substrat de silicium pour une bande de fréquence allant de 13 à 24 GHz (Figure 3.46). Le réseau est mis en œuvre en utilisant la technologie CMOS 0,35 μm . Huit interrupteurs CMOS-MEMS capacitifs sont utilisés. L'objectif est d'améliorer la couverture d'impédance sur l'abaque de Smith par rapport aux études précédentes.

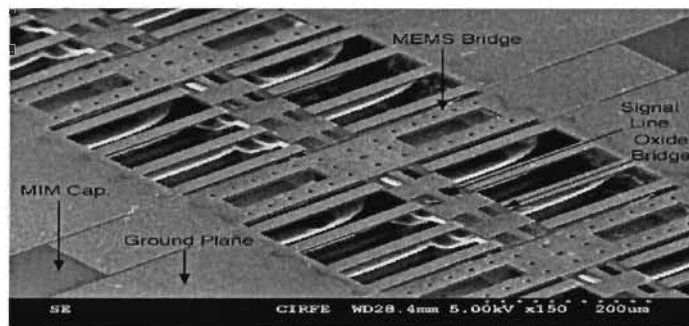


Figure 3.46 Modèle du réseau d'adaptation d'impédance basé sur un Switch capacitive CMOS-MEMS proposé par Domingue, Fouladi, Zahirovic et Mansour (2010)

La couverture de l'abaque de Smith est assez large pour une valeur maximale de VSWR à 11.5. Les pertes de retour du réseau SSW ont été optimisées pour atteindre une

valeur supérieure à 10 dB. Aussi, le ratio de puissance du transfert est de 2.84 dB pour une fréquence de 24GHz (Figure 3.47).

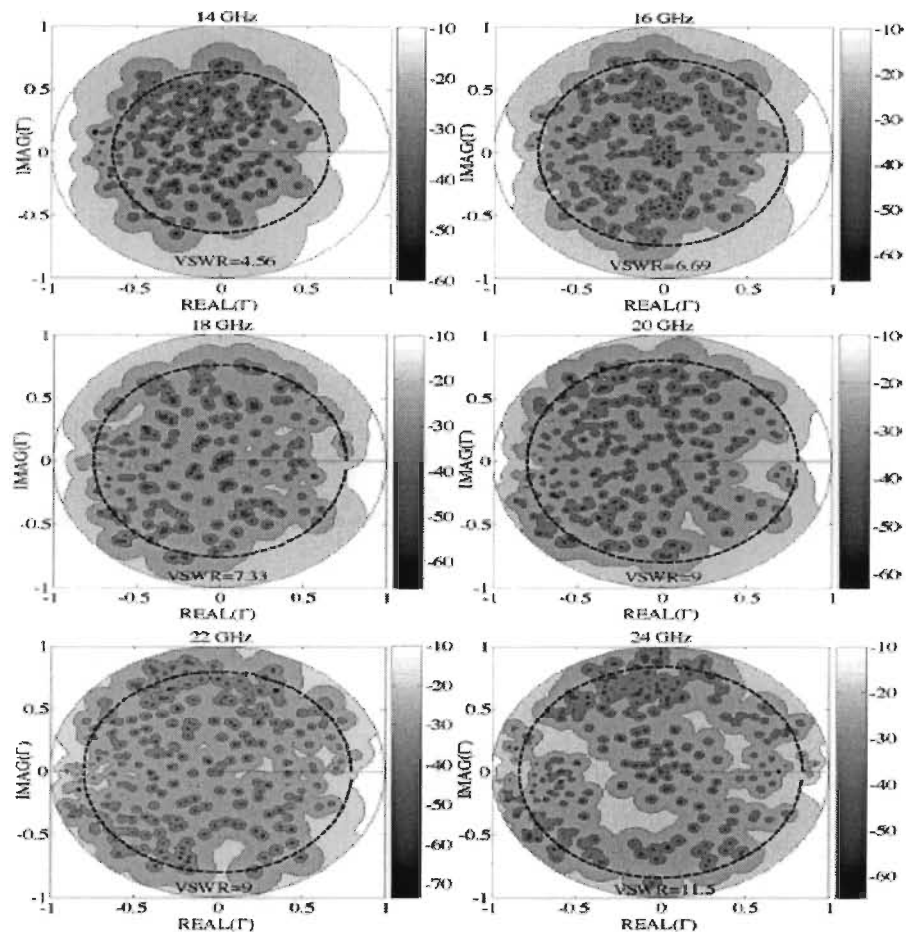


Figure 3.47 Mesure de la couverture d'impédance et la performance de la perte d'insertion tirée de Domingue, Fouladi, Zahirovic et Mansour (2010)

3.3 Conclusion

En résumé, les différentes solutions établies dans la littérature permettent de dégager les principales méthodes pour rendre un amplificateur de puissance agile, lui permettant d'opérer en multi modes et en multi bandes. Ces concepts reposent essentiellement sur le contrôle de la polarisation DC et du réseau d'adaptation en sortie.

Différentes technologies d'implémentation étant employées, il est intéressant de définir celle qui présente les caractéristiques optimales pour intégrer un réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable. A cet aspect, le circuit RF MEMS permet d'assurer ces conditions afin d'atteindre un degré d'agilité récent pour des applications dans la téléphonie mobile.

Le Tableau 3.4 résume les caractéristiques des solutions retrouvées dans la littérature.

Tableau 3.4 Résumé de topologies développées

Référence	Topologie	Fréquence (GHz)	Dimensions (mm ²)
Papapolymerou et al. (2003)	1	10-20	18 x 11
Vaha-Heikkila et al. (2005)	2	100	1,8 x 1,5
Vaha-Heikkila et al.(2007)	2	6-24	7,3 x 7,3
Kim et al. (2001)	2	30	3,2 x 2,7
Vaha-Heikkila et al. (2005)	3	20-50	2,5 x 1,0
Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004)	3	4-18	3,8 x 1,3
Yumin, Katehi et Peroulis (2005)	3	30	0,49 x 0,12
Domingue, Kouki et Mansour (2008)	4	3-8	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (2008)	5	1-10	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (2009)	6	3-5	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (2010)	7	5-20	4 x 0,92
Domingue, Fouladi, Zahirovic et Mansour (2010)	8	13-24	4 x 0,92

Topologie

- 1- Tronçons variables à l'aide d'une banque de condensateurs
- 2- Double et triple tronçon
- 3- Réseaux distribués
- 4- Réseaux distribués intégrant une structure à ondes lentes SW-DMTL
- 5- Réseaux distribués intégrant un déphaseur MEMS RF reconfigurable à ondes lentes SW-DMTL
- 6- Réseaux exploitant une ligne DMTL
- 7- Réseaux distribués intégrant une ligne SW et un interrupteur à double états
- 8- Réseaux distribués intégrant une structure CPW à ondes lentes SSW-DMTL

Chapitre 4 - Conception d'un amplificateur reconfigurable pour les applications mobiles PCS 1900

D'après la revue de la littérature au chapitre 3, les travaux publiés par T. Vaha-Heikkila et al., (2005) et F. Domingue et al., (2009) ont déjà démontré que l'emploi de lignes de transmissions MEMS distribuées DMTL « Distributed MEMS Transmission Line » constituaient une solution adéquate pour la mise en place de systèmes d'adaptation agiles. Les structures DMTL présentent, traditionnellement, des performances limitées pour des applications en basse fréquence et occupent généralement une large surface d'intégration. L'objectif désiré de l'amplificateur est d'obtenir des coefficients de réflexion à l'entrée S_{11} et à la sortie S_{22} dont les modules sont inférieurs à -15 dB et un gain S_{21} supérieur à 15 dB pour assurer un fonctionnement stable et un gain élevé avec une bonne adaptation pour le PCS 1900.

Dans cette section, nous allons présenter un amplificateur reconfigurable basé sur des lignes de transmissions MEMS distribuées DMTL pour les applications mobiles PCS 1900. Le procédé de fabrication UW-MEMS des dispositifs RF-MEMS sera décrit tout en se basant sur une illustration décrivant l'exemple d'un commutateur RF-MEMS. La méthodologie de la conception ainsi que les résultats de la simulation seront présentés.

4.1 Conception d'un amplificateur agile reconfigurable

L'amplificateur proposé est basé sur un transistor PHEMT actif couplé à un réseau de DMTL optimisé pour des applications à basse fréquence tel qu'il est représenté dans la figure 4.1 [BEN11] (Annexe 1).

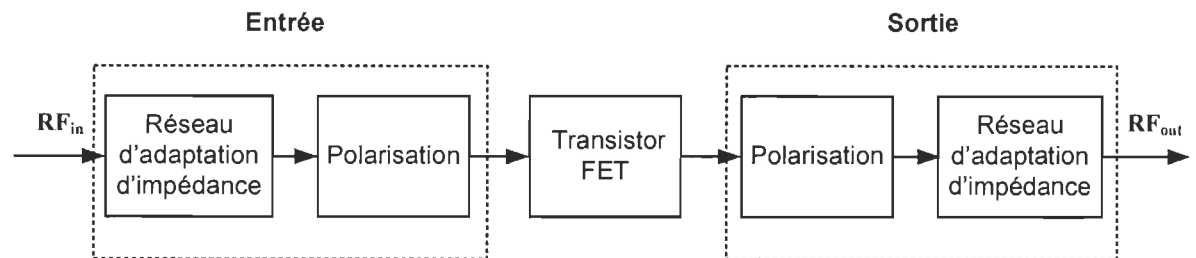


Figure 4.1 Schéma de l'amplificateur agile reconfigurable tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

Dans le but d'obtenir un gain maximal, il est nécessaire d'utiliser un réseau d'adaptation d'impédances qui doit être ajusté en fonction de la fréquence de fonctionnement, un bloc de polarisation ainsi qu'un circuit à base de transistor PHEMT. Les principales étapes de conception qui permettent cette optimisation sont détaillées dans ce qui suit.

4.2 Analyse de circuit actif

Le TC1101 est un transistor GaAs pseudomorphique à haute mobilité des électrons (PHEMT), qui a une figure de bruit très faible de 0,5 dB, un gain associé élevé et une plage dynamique élevée. Ce transistor sera polarisé avec une tension $V_{ds} = 4V$ et avec un courant $I_{ds} = 25$ mA. Il peut être utilisé dans les amplificateurs RF opérants dans la gamme des fréquences comprises entre 100 MHz et 12 GHz. Pour le rendre inconditionnellement stable, il est nécessaire que le facteur de stabilité (K) soit supérieur à 1 et le coefficient de

réflexion (b) soit supérieur à 0 [GON08]. Pour le faire, on ajoute une résistance de stabilité (R_{STAB}) qui est égale à 210Ω . (Figure 4.2).

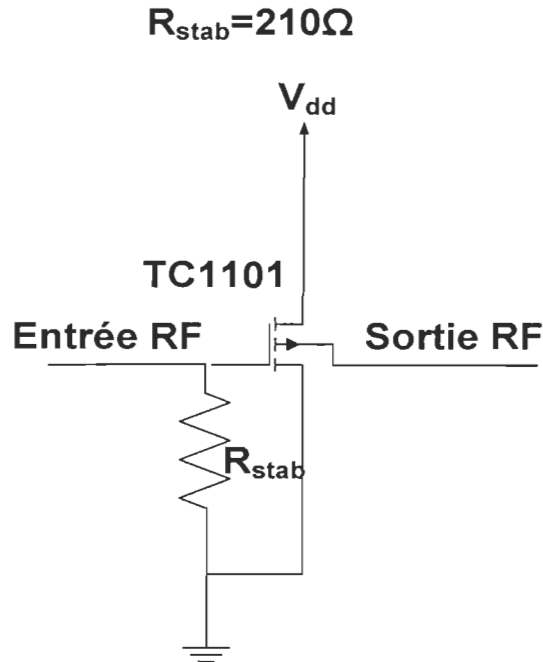


Figure 4.2 Transistor TC1101 avec la résistance de stabilité adaptés de Rebeiz G.M et al., (2009)

4.3 Analyse du circuit de polarisation

Une fois le problème d'instabilité de l'amplificateur résolu, on a constaté une stabilité du dispositif sur une gamme de fréquence allant de 100MHz jusqu'à 12GHz. Par la suite, des simulations du circuit de polarisation à l'entrée et à la sortie ont été effectuées. Le circuit de polarisation «DC-BIAS» quant à lui permet un confinement de l'onde RF ce qui empêche une propagation de l'onde en direction du circuit d'alimentation. Il est constitué d'une capacité $C_{MIM} = 10\text{pF}$ ainsi qu'une résistance $R_I = 3\text{K}\Omega$ (Figure 4.3).

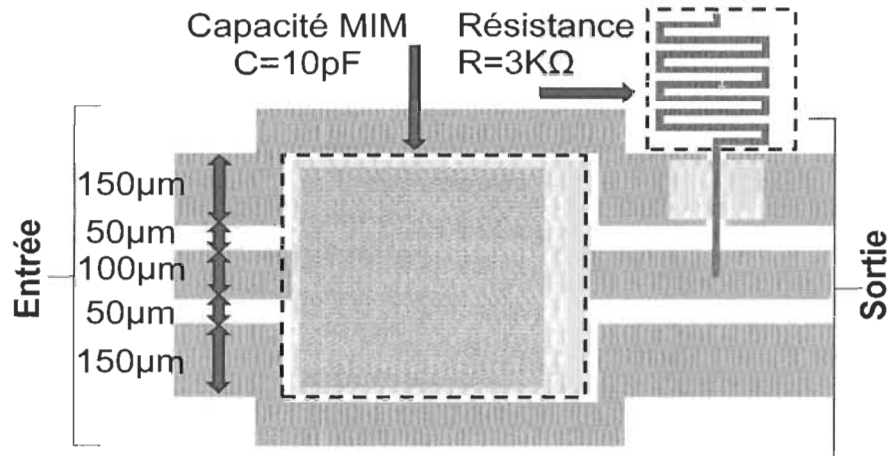


Figure 4.3 Masques du circuit de polarisation

Dans le but de réaliser le circuit de polarisation, des masques ont été conçus et simulés à l'aide du logiciel ADS Momentum (Figure 4.4 (a) et (b)) en se basant sur le procédé de fabrication UW-MEMS développé à l'Université de Waterloo.

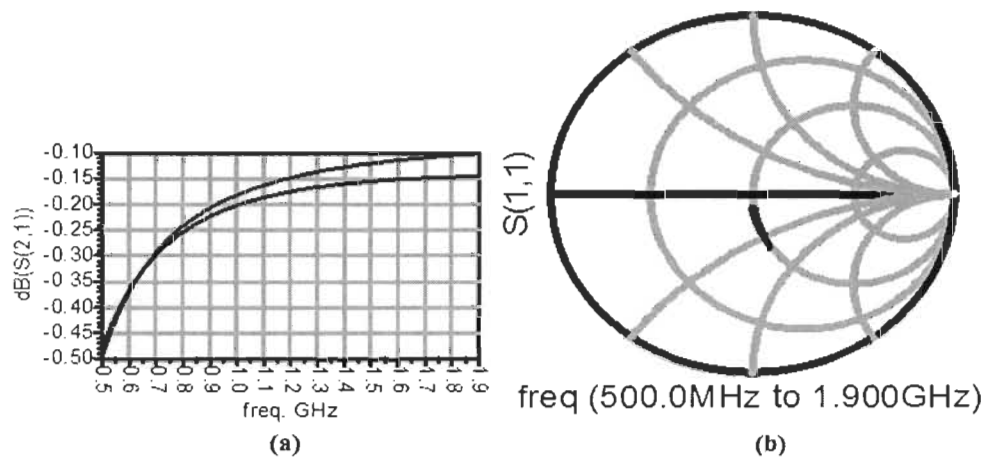


Figure 4.4 Simulation du circuit de polarisation : le gain (a) et le facteur de réflexion (b)

4.4 Théorie du réseau d'adaptation d'impédance

Le principe est de trouver le circuit d'adaptation d'impédance qu'il faut intégrer entre la source et l'entrée de l'amplificateur ainsi que le circuit d'adaptation d'impédance qu'il faut

intégrer entre la charge et la sortie de l'amplificateur pour obtenir une adaptation simultanée d'impédances de l'entrée et de la sortie.

4.4.1 Structures des lignes de transmission coplanaire DMTL

Le réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable est basé sur la conception d'une ligne DMTL à caractéristiques ajustables. La structure DMTL est définie comme une ligne de transmission coplanaire (CPW) couplée à une cascade de commutateurs MEMS capacitifs (C_b) et des capacités MIM (C_{MIM}) comme indiqué dans la figure 4.5.

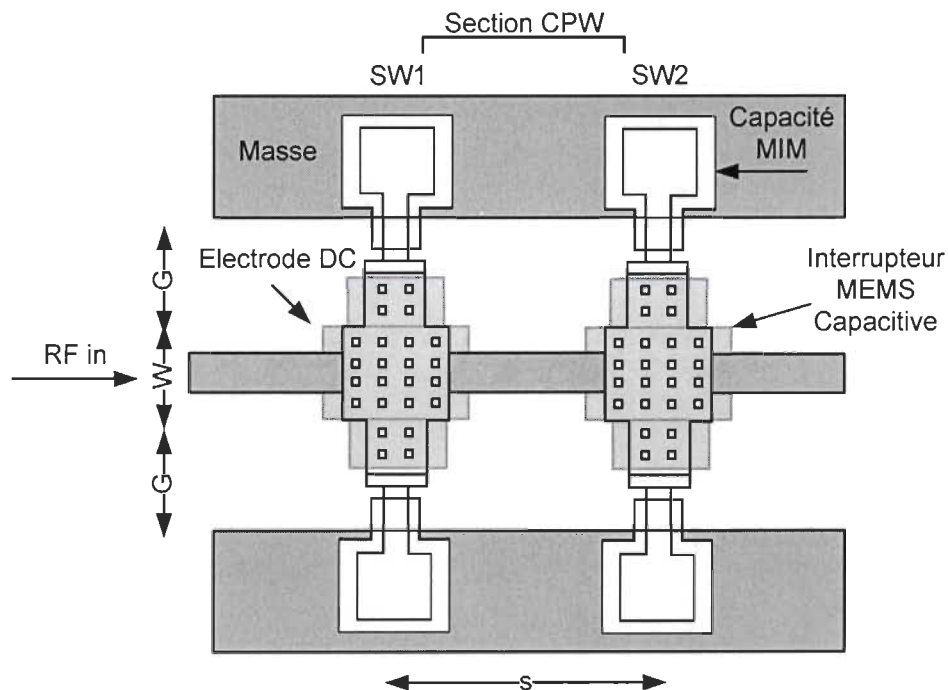


Figure 4.5 Schéma de principe d'une structure DMTL tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

Pour chaque bande de fréquence d'opération, l'activation séparée des capacités MEMS permet d'adapter l'impédance de la charge du système par rapport à la source. Ainsi, on

peut atteindre avec une structure DMTL à 8 switchers, 28 états d'impédances différentes [BEN11].

4.4.2 Principe du fonctionnement d'un commutateur capacitif MEMS

Un commutateur capacitif MEMS présente une forte isolation à des fréquences élevées. À l'état haut, le commutateur capacitif MEMS parallèle fonctionne dans son mode passant. En effet, le commutateur laisse passer le signal radiofréquences avec une certaine perte appelée perte d'insertion (Figure 4.6). Quand une tension continue est appliquée entre le conducteur central (signal) de la ligne de transmission coplanaire CPW et la masse alors le pont se courbe en direction du conducteur central.

Cette courbure fait changer la valeur de la capacité et le pont va s'écrouler à la position basse (état activé). Cette position basse est atteinte lorsque la distance entre le pont et le conducteur central de la ligne de transmission coplanaire est réduite au 2/3 de sa valeur initiale. Il faut considérer une couche mince diélectrique sur l'électrode d'activation. Dans ce cas, du point de vu de l'actionneur électrostatique, la poutre ne peut pas atteindre physiquement un gap de valeur nulle, mais un minimum égal à l'épaisseur du diélectrique.

L'expression du coefficient de réflexion S_{11} du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état haut est définie par l'équation (4.1) [REB03] :

$$S_{11} = \frac{-j\omega Z_0 C_{MEMS-up}}{2 + j\omega Z_0 C_{MEMS-up}} \quad (4.1)$$

Tandis qu'à l'état bas, le commutateur capacitif MEMS parallèle fonctionne dans son mode non passant, ce qui permet au commutateur de bloquer le passage du signal

radiofréquences (Figure 4.7). L'expression du coefficient S_{21} du commutateur capacitif MEMS parallèle est donnée par l'équation (4.2) [REB03] :

$$S_{21} = \frac{2}{2 + j\omega Z_0 C_{MEMS} - dn} \quad (4.2)$$

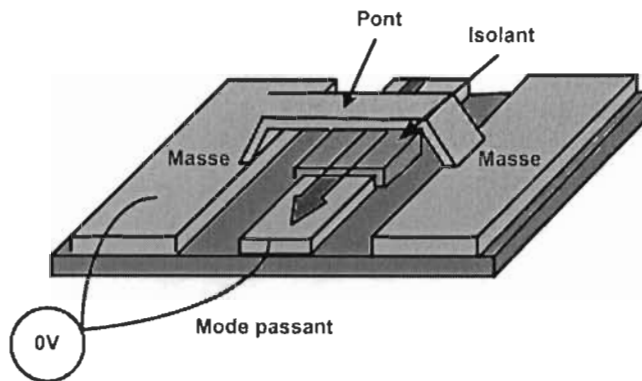


Figure 4.6 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode passant adapté de Rebeiz G.M et al., (2009)

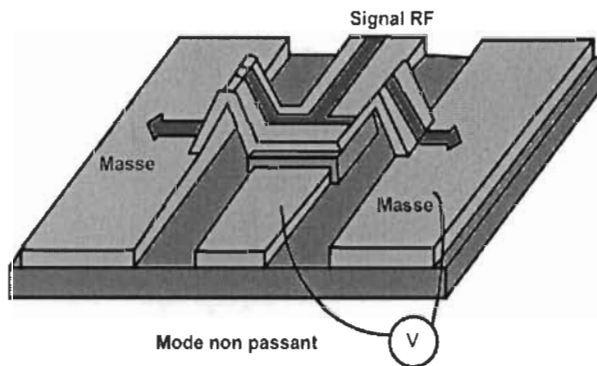


Figure 4.7 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode non passant adapté de Rebeiz G.M et al., (2009)

La tension d'actionnement nécessaire où la force électrostatique devient supérieure à la force mécanique, est appelée la tension d'actionnement de l'interrupteur (V_{PI}) définie par l'équation (4.3) [POZ98]:

$$V_{PI} = V\left(\frac{2}{3}\right)g_0 = \sqrt{\frac{8Kg_0^3}{27\varepsilon_0 A}} \quad (4.3)$$

Où $\varepsilon_0 = 8,85.10^{-12}$ est la permittivité du vide, A est la surface de chevauchement des électrodes, g_0 la distance entre les électrodes et k est la constante de ressort qui est donnée par l'équation (4.4) [POZ98]:

$$k = \frac{3EI}{W^3} \quad (4.4)$$

Où E est la propriété de diélectrique, W est la longueur du pont de la capacité et I est le moment de l'inertie qui est donnée par l'équation (4.5) [POZ98]:

$$I = \frac{wt^3}{12} \quad (4.5)$$

Où w est la largeur du pont de la capacité.

La capacité du commutateur capacitif MEMS, à la position basse, peut être calculée avec l'équation (4.6) du condensateur à plaques parallèles [POZ98]:

$$C_{MEMS-dn} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{t_d} \quad (4.6)$$

Où $\varepsilon_r = 3,9$ est le constant diélectrique relatif du matériau entre les électrodes et t_d est l'épaisseur du diélectrique.

Une mince couche diélectrique est déposée sur l'électrode basse du commutateur MEMS pour élever la valeur de la capacité quand le pont est à sa position basse et aussi pour prévenir un court-circuit entre la tension continue positive (électrode basse) et la

masse (électrode haute). La capacité du commutateur capacitif MEMS, à la position haute, est donnée par l'équation (4.7) [REB03]:

$$C_{MEMS-up} = C_{pp} + C_f \quad (4.7)$$

Le rapport entre les valeurs des capacités en position basse et en position haute est typiquement entre 20 et 100. Il dépend de la distance g_0 , de l'épaisseur de la couche diélectrique t_d et de la force de contact entre les surfaces en position basse [REB03].

4.4.3 *Modèle distribué des lignes de transmission coplanaire*

Le réseau d'impédance proposée est basé sur une structure à tronçon DMTL optimisée pour la bande de fréquence PCS1900. Dans une structure DMTL, la vitesse de phase et l'impédance d'une ligne de transmission périodique capacitive chargée peuvent être ajustées de manière sélective par des différentes capacités.

Lorsque tous les commutateurs capacitifs sont maintenus à l'état haut, l'impédance de la ligne DMTL (Z_{DMTL}) est égale à l'impédance de référence du système $Z_{ref} = 50\Omega$.

Ainsi le réseau d'adaptation d'impédance peut être optimisé par trois paramètres de conception (Figure 4.8):

- L'impédance caractéristique de la ligne déchargée (Z_0);
- La longueur électrique entre deux commutateurs MEMS consécutifs (S_e), qui est déterminée par la longueur physiques (s) et de la constante diélectrique effective DMTL ($\epsilon_{reff-DMTL}$);
- La valeur de la capacité MEMS à l'état bas ($C_{b,dn}$) ou par équivalence le ratio de capacités (C_r).

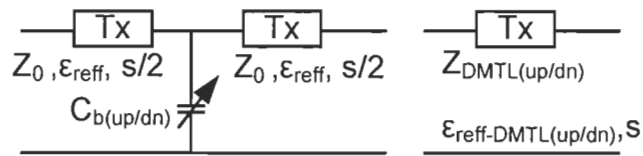


Figure 4.8 Schéma électrique équivalent d'une section de ligne DMTL adapté de Guillermo Gonzalez (2008)

4.4.4 Dimensionnement de la structure DMTL

Le dimensionnement de la structure DMTL débute par la détermination des paramètres de la ligne coplanaire CPW sans charge. Les caractéristiques d'une ligne CPW dépendent non seulement des matériaux et du substrat, mais aussi des dimensions de la ligne (Figure 4.9). Les paramètres intrinsèques d'une ligne de transmission CPW sont présentés dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 Paramètres de design de la ligne coplanaire CPW avec LineCalc-ADS

Symboles	Définition	Valeur
Z_0	Impédance de la ligne de transmission déchargée (Ω)	70
Z_{reff}	Impédance de la ligne de transmission effective (Ω)	50
C_r	Ratio de capacités	1.5
N	Nombre des sections	8
S	Espacement entre 2 capacités (μm)	500
G	Espacement de la masse et du conducteur central dans une ligne CPW (μm)	50
W	Largeur du conducteur central d'une ligne CPW (μm)	100
d	Espacement entre les masses dans une ligne CPW (μm)	200
H	Épaisseur du substrat (μm)	635
t_d	Épaisseur de l'isolant dans un interrupteur MEMS capacitif (μm)	50

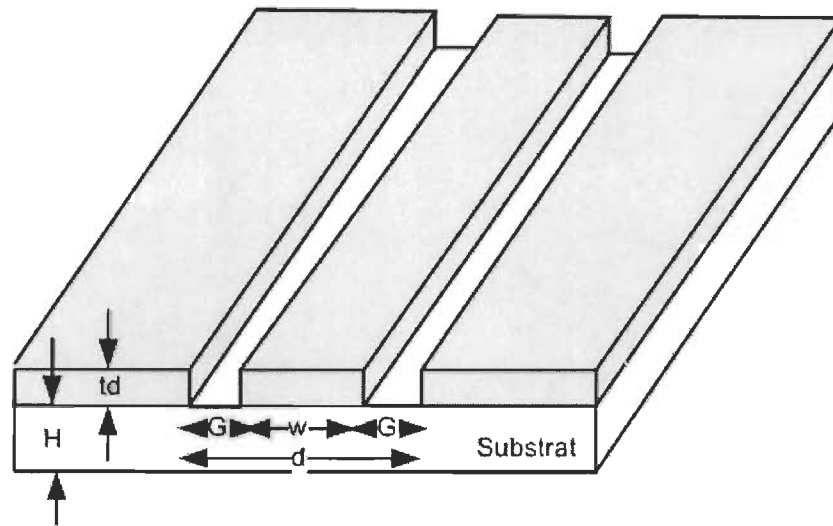


Figure 4.9 Schéma d'une ligne coplanaire CPW

4.4.5 Les coefficients de réflexion

Pour optimiser les performances de l'amplificateur RF (gain en puissance), on doit adapter l'entrée du transistor à l'impédance de la source et sa sortie à l'impédance de la charge à 50Ω . Le réseau d'adaptation à l'entrée transforme l'impédance du générateur $Z_I = 50\Omega$ à une impédance de source (Z_S), ou en d'autres termes au coefficient de réflexion de source (Γ_S). Le réseau d'adaptation à la sortie transforme l'impédance (Z_L) à l'impédance de charge (Z_2) ou en d'autres termes au coefficient de réflexion de charge (Γ_L).

Nous utilisons la nomenclature de l'impédance de source (Z_S) et le coefficient de réflexion de source (Γ_S) au port de sortie du réseau d'entrée correspondant ainsi que l'impédance de charge (Z_L) et le coefficient de réflexion de charge (Γ_L) au port d'entrée du réseau de sortie indiqué dans la figure 4.10 [GON08].

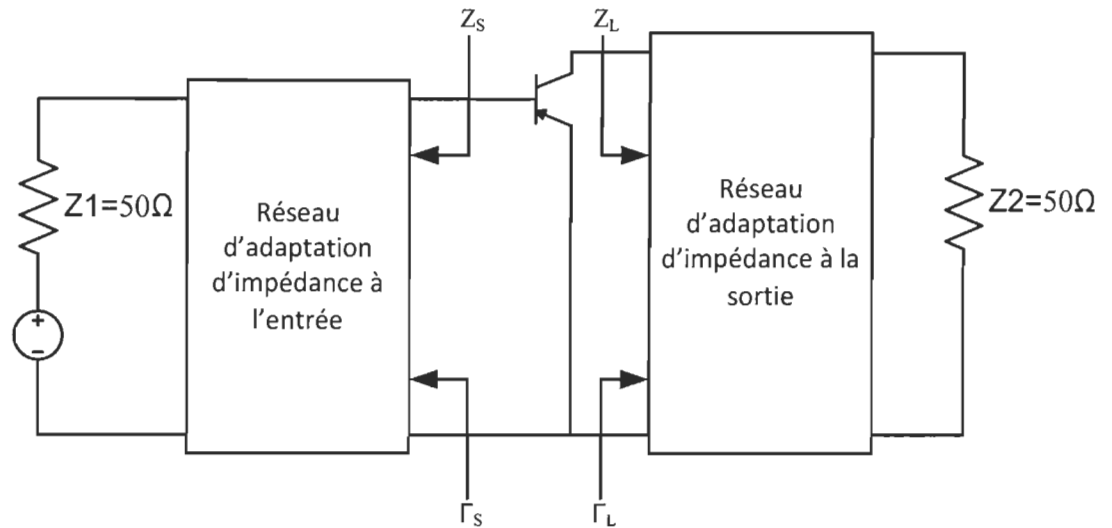


Figure 4.10 Le coefficient de réflexion du réseau d'adaptation adapté de Rebeiz
G.M et al., (2009)

Le réseau d'adaptation d'impédances reconfigurable est basé sur la conception d'une structure DMTL (Annexe 1). La figure 4.11 illustre le concept de ligne DMTL. Une ligne DMTL constituée de 8 sections incluant chacune un interrupteur MEMS capacitif à deux états (ouvert et fermé) ainsi qu'une capacité MIM. Il est possible de générer 28 impédances à l'entrée d'un réseau chargé de 50 ohms.

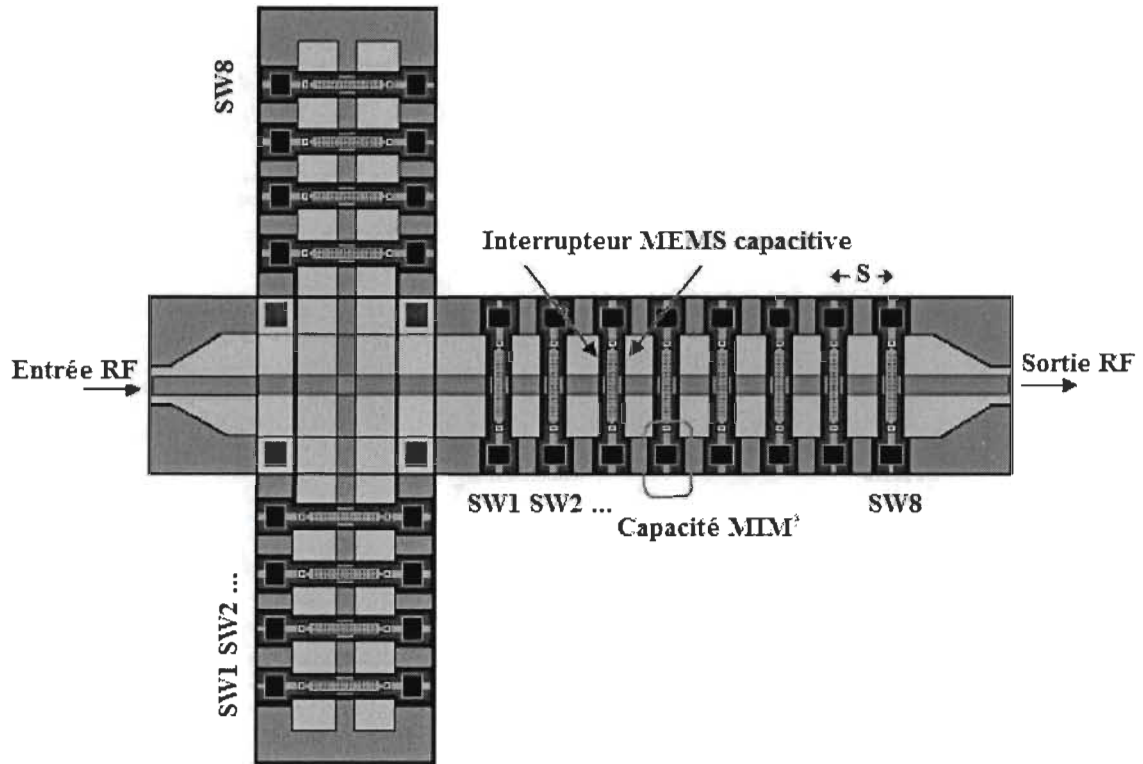


Figure 4.11 Structure DMTL proposée tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

La figure 4.12 présente les paramètres et les caractéristiques recherchés pour obtenir une bonne couverture de l'abaque de Smith sur une plage de fréquences ciblée avec un réseau d'adaptation d'impédance de type DMTL. L'objectif est de maximiser les performances et la couverture atteignable à l'aide du réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable pour le PCS 1900. La performance d'un réseau d'adaptation d'impédance est quantifiée en fonction de l'uniformité de la couverture abaque de Smith autour des impédances (Z_L) et (Z_S).

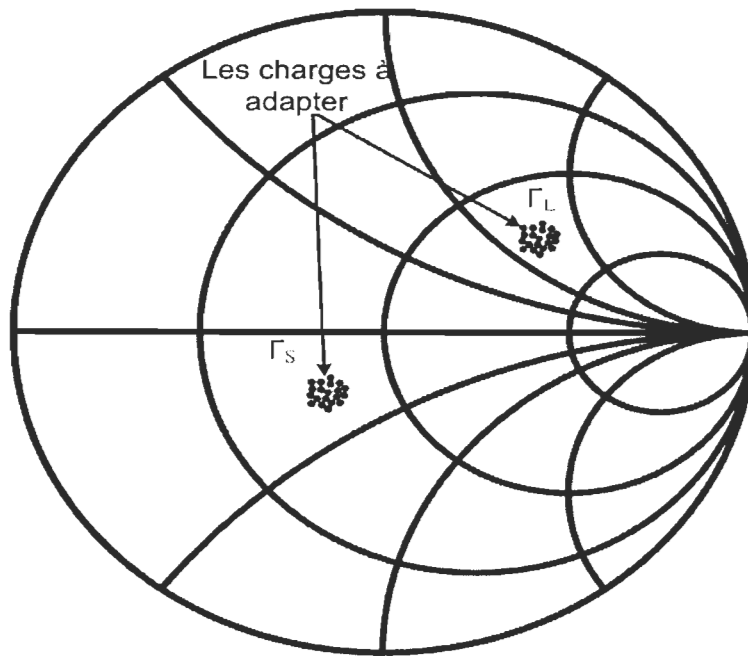


Figure 4.12 Impédance requise (Γ_S et Γ_L) obtenue par le réseau d'adaptation d'impédance tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

4.4.6 Analyse des structures DMTL

De manière générale, la performance de la structure DMTL est optimisée suivant le choix optimal des principaux paramètres du modèle distribué d'une ligne de transmission conventionnelle. Ce modèle est construit en subdivisant la ligne en plusieurs sections. Les éléments de ce modèle distribué sont déduits des caractéristiques de la ligne de transmission modélisée : l'impédance caractéristique (Z_0) et la constante diélectrique effective (ϵ_{eff}). Le phénomène de propagation des ondes reproduisent par l'inductance (L_t) et la capacitance (C_t) alors que les résistances R_l et R_2 sert à définir les pertes dans le conducteur (R_l) et les fuites dans le diélectrique (R_2) [POZ98].

La valeur de la capacité MEMS périodique (C_b) sert à reproduire le comportement de la ligne DMTL (Figure 4.13).

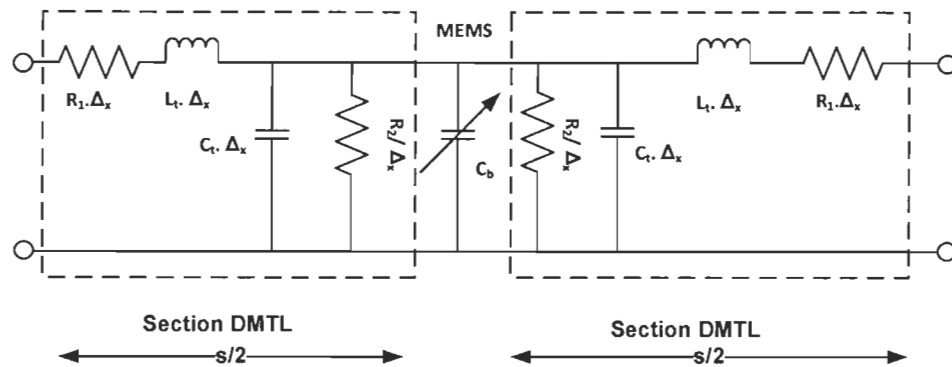


Figure 4.13 Circuit équivalent de la cellule DMTL adapté de Pozar, David (1998)

À partir de cette pré-analyse, la première étape consiste à déterminer la valeur de la constante diélectrique effective (ϵ_{reff}) en se basant sur le procédé de micro fabrication UW-MEMS. Les caractéristiques de la ligne sont trouvées à l'aide de Linecalc-ADS et représentées dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2 Spécification technique des paramètres sur Linecalc-ADS

Paramètres	Définition	Valeur
E_r	Le constant diélectrique relatif de substrat	9.8
Mur	Perméabilité relative	1
$H (\mu m)$	Épaisseur de substrat	1
$T (\mu m)$	Épaisseur du métal	0.5
$Cond$	Conductivité	3.6×10^7
$TanD$	Tangente de perte diélectrique	$1,00 \times 10^{-4}$
<i>DielectricLossModel</i>	Modèle de perte diélectrique	1
$W (\mu m)$	La largeur de ligne	100
$G (\mu m)$	La distance entre le conducteur et la masse	50
$L (\mu m)$	La longueur de ligne ou de section couplée	150
$Z_0 (\Omega)$	Impédance d'entrée et de sortie	50
ϵ_{reff}	Le constant diélectrique effectif	5.289

La détermination des paramètres distribués de la ligne de transmission non-chargée (l'inductance (L_t) et la capacitance (C_t)) dépendent de l'impédance caractéristique de la ligne déchargée ($Z_0 = 70 \Omega$) et le constant diélectrique effectif pour le cas général (ϵ_{reff}) selon (4.8) et (4.9) [POZ98]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} \quad (4.8)$$

$$\epsilon_{reff} = c^2 L_t C_t \quad (4.9)$$

L'impédance caractéristique (Z_{DMTL}) et la constante effective de diélectrique DMTL ($\epsilon_{reff-DMTL}$) dépendent de l'état du commutateur capacitif selon (4.10) et (4.11) [POZ98]:

$$Z_{DMTL} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t + \frac{C_b}{s}}} \quad (4.10)$$

$$\epsilon_{reff-DMTL} = c^2 L_t \left(C_t + \frac{C_b}{s} \right) \quad (4.11)$$

Où, c est la vitesse de la lumière dans le vide 3.10^8 m/s, C_b est la valeur de la capacité MEMS périodique et s est l'espacement entre deux capacités MEMS consécutifs = $500\mu\text{m}$.

La seconde partie de l'analyse théorique concerne le paramétrage du commutateur capacitif. Il s'agit d'établir les valeurs des capacités C_{b-up} , C_{b-dn} et C_{MIM} suivant l'état du commutateur ainsi que ses dimensions physiques.

La valeur de la capacité MEMS ou l'interrupteur capacitif MEMS (C_b) à l'état haut par unité de section est fixée selon (4.12) [POZ98]:

$$C_{b-up} = \frac{2sL_t^2}{50^2 (\sqrt{50^4 (Cr - 1)^2 C_t^2 + 4CrL_t^2} + 50^2 (Cr - 1)C_t)} - \frac{sC_t}{Cr} \quad (4.12)$$

Il en est déduit, trivialement, la capacité MEMS ou l'interrupteur capacitif MEMS (C_b) à l'état bas et la capacité MIM (C_{MIM}) à partir du ratio de capacité $C_r = 1,5$ selon (4.13) [POZ98]:

$$C_r = \frac{C_{b-dn} // C_{MIM}}{C_{b-up} // C_{MIM}} \quad (4.13)$$

La dernière section consiste à déterminer les différentes longueurs électriques de la répartition uniforme des différentes valeurs d'impédances couvertes par le circuit d'adaptation.

La longueur physique d'une section de ligne DMTL selon (4.16), est dépendante de la $\epsilon_{reff-DMTL}$ à l'état haut et à l'état bas. Ce constant diélectrique effectif dépend de Z_0 et ϵ_{reff} d'après (4.14) et (4.15) [POZ98]. Le tableau 4.3 résume les paramètres de conception DMTL.

$$\epsilon_{reff-up} = \epsilon_{reff} \frac{z_0^2}{z_{ref}^2} \quad (4.14)$$

$$\epsilon_{reff-dn} = \frac{\epsilon_{reff}}{z_{reff}^2} (z_0^2 C_r - z_{ref}^2 (C_r - 1)) \quad (4.15)$$

$$S_e = \frac{360s}{c} f \sqrt{\epsilon_{reff-DMTL}} \quad (4.16)$$

Tableau 4.3 Résultats des simulations de l'adaptation d'impédances avec ADS
tirées de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

	Symboles	Définition	Valeur
	L_t	Inductance (nH/m)	536.6
	C_t	Capacité (pF/m)	109.5
	Z_{DMTL}	Impédance caractéristique (Ω)	50/44.81
	ϵ_{reff}	Constante diélectrique effective	5.289
	$\epsilon_{reff-(up/dn)}$	Constante diélectrique effective à l'état haut et bas	10.36/12.9
	$C_{b-(up/dn)}$	Capacité du pont (fF)	84.8/940
Entrée	$C_{MIM (1/2)}$	Capacité MIM (fF)	64.84/280.15
Sortie	$C_{MIM (3/4)}$		51.53/400
Entrée	$L (1/2)$	Longueur CPW (μm)	0.45/0.71
Sortie	$L (3/4)$		1.04/0.35

Les lignes variables de la structure DMTL génèrent différentes impédances d'entrée à partir d'une charge de sortie de 50 ohms permettant ainsi l'adaptation d'une source différente de 50 ohms. Pour obtenir une bonne adaptation entre l'entrée du réseau d'adaptation d'impédance et la source, l'entrée doit être égale à la valeur d'impédance conjuguée de la source. Il est primordial de poursuivre l'analyse et l'optimisation de cette topologie afin de maximiser la couverture d'impédance et de cibler la fréquence d'opération à 1960MHz pour le PCS 1900. La performance d'un tel circuit est quantifiée selon l'uniformité de répartition des différentes valeurs d'impédances sur l'abaque de Smith. La couverture d'impédance simulée avec le logiciel ADS montre les points d'impédance simulée du réseau d'impédance reconfigurable correspondant par rapport à l'impédance Γ_s et Γ_L (Figure 4.14 (a) et (b)).

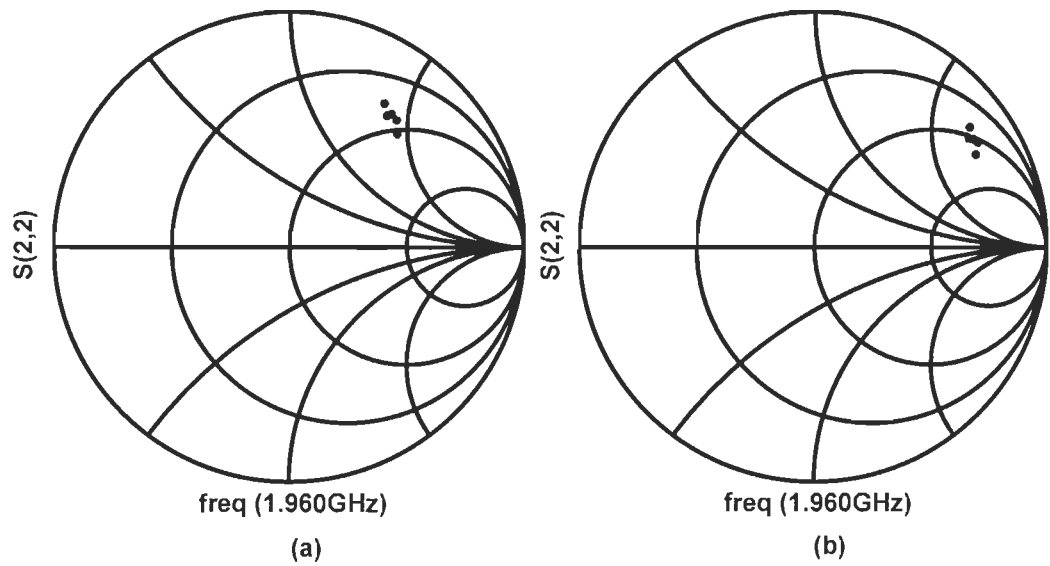


Figure 4.14 Simulation de points de l'impédance Γ_s (a) et Γ_L (b) de l'impédance du réseau reconfigurable tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

4.5 Fabrication du processus UW-MEMS

Le dispositif MEMS proposé est fabriqué au centre d'ingénierie RF intégré (CIRFE) de l'Université de Waterloo. Sept masques distincts ont été développés conformément aux directives de la procédure UW-MEMS v3. Dans le cadre de ce projet, le logiciel CoventorWare fut utilisé pour le dessin des circuits suivant les directives du manuel du CIRFE [CIR11].

Tout d'abord, une couche de 70 nm de chrome est déposée sur une couche d'alumine de 625 μm qui définit le substrat afin de créer les lignes de polarisation (Figure 4.15 (a)). Ensuite, une fine couche d'oxyde est déposée et gravée pour permettre l'isolation des lignes de polarisation (Figure 4.15 (b)). Par la suite, une couche d'or de 1 μm d'épaisseur est

déposée sur le substrat poli des deux cotés dont le but de réaliser les lignes de transmission coplanaire.

Pour réaliser les lignes résistives de polarisation qui serviront à activer les commutateurs MEMS sans perturber le fonctionnement hyperfréquences, une couche adhésive de chrome de 40 nm d'épaisseur est déposée sur la couche d'or (Figure 4.15 (c)). Une couche de 30 nm de TiW et 0.7 μm d'oxyde de silicium (SiO_2) est ensuite réalisé par dépôt chimique (PECVD).

La couche d'isolant diélectrique nécessaire au fonctionnement capacitif des commutateurs MEMS est définie par gravure sèche formant le quatrième masque (Figure 4.15 (d)).

Une couche sacrificielle de 2,5 μm d'une résine photosensible est appliquée sur le substrat. L'étape suivante sert à réaliser les ancrages qui serviront à supporter la membrane mobile. Pour cela, on utilise le quatrième masque qui permet de créer les ouvertures pour les ancrages à l'intérieur de la couche sacrificielle.

La couche structurelle suspendue d'or de 1,25 μm d'épaisseur au dessus du conducteur central de la ligne de transmission coplanaire est modelée en utilisant une technique de moulage pour former la plaque mobile. Finalement, les structures suspendues sont libérées à l'aide d'une gravure sèche isotropique (Figure 4.15 (e)).

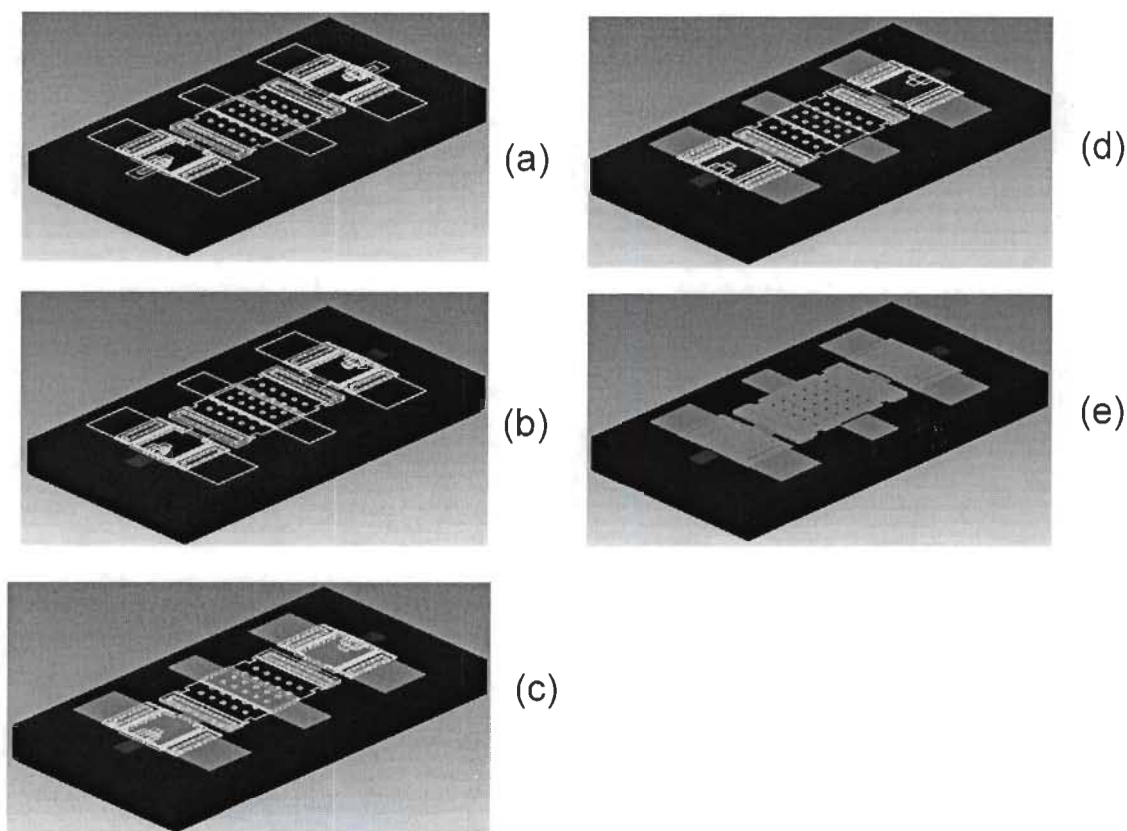


Figure 4.15 Dépôt du chrome (a), dépôt d'oxyde (b), dépôt des lignes de polarisation (c), couche structurelle (d) et vue de coupe du commutateur MEMS à la fin du processus de fabrication (e)

À la fin du processus de fabrication du commutateur MEMS ohmique, la couche sacrificielle est éliminée. Les plaques mobiles deviennent libres et peuvent effectuer des mouvements vers le bas une fois que le commutateur MEMS est activé par des tensions de commande (Pull-in et Pull-out).

L'analyse des circuits RF-MEMS a été effectuée à l'aide d'un microscope optique disponible au sein du laboratoire des Microsystèmes et Télécommunications (LMST) à l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR). La figure 4.16 présente une composante DMTL constituée d'une ligne CPW. Le réseau est constitué d'un micro-commutateur capacitif composé d'une capacité MIM (Métal – Isolant – Métal) ainsi que d'une capacité

variable MEMS (figure 4.17). Dans ce type de dispositifs, les électrodes de commande et les électrodes radiofréquence sont couplées tant dis que le signal de commande est appliqué sur les deux capacités à travers une ligne de transmission coplanaire qui prend la forme croix ou T. (Figure 4.18).

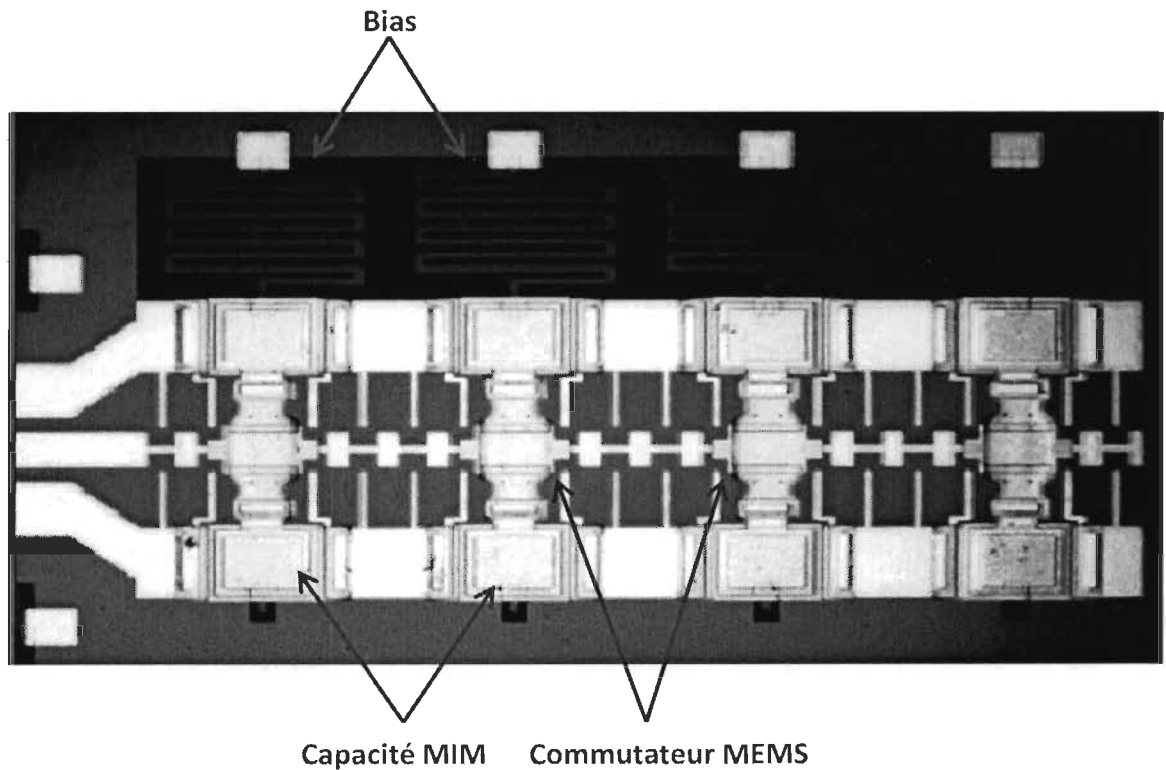


Figure 4.16 Photographie optique du réseau DMTL intégrant une ligne CPW fabriqué avec le procédé UW-MEMS v3.

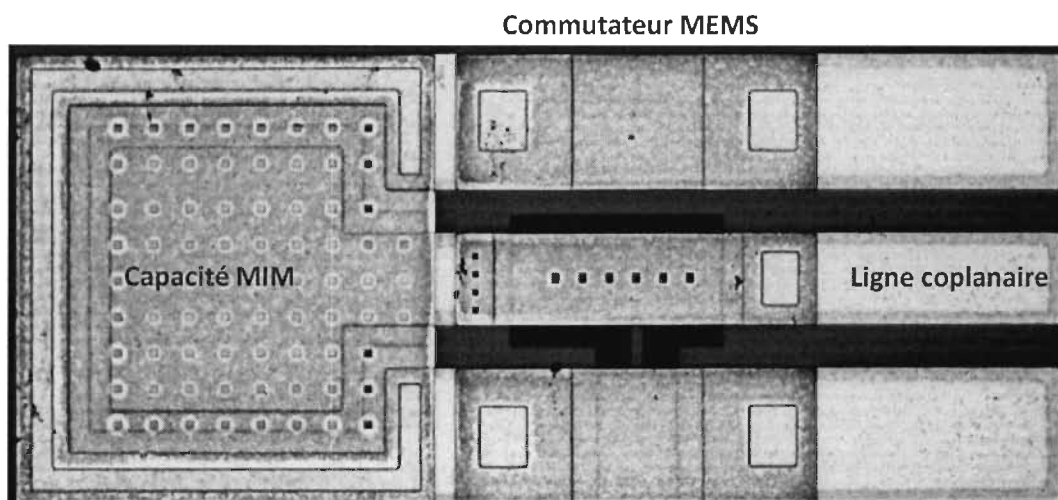


Figure 4.17 Photographie optique du commutateur MEMS avec la capacité MIM

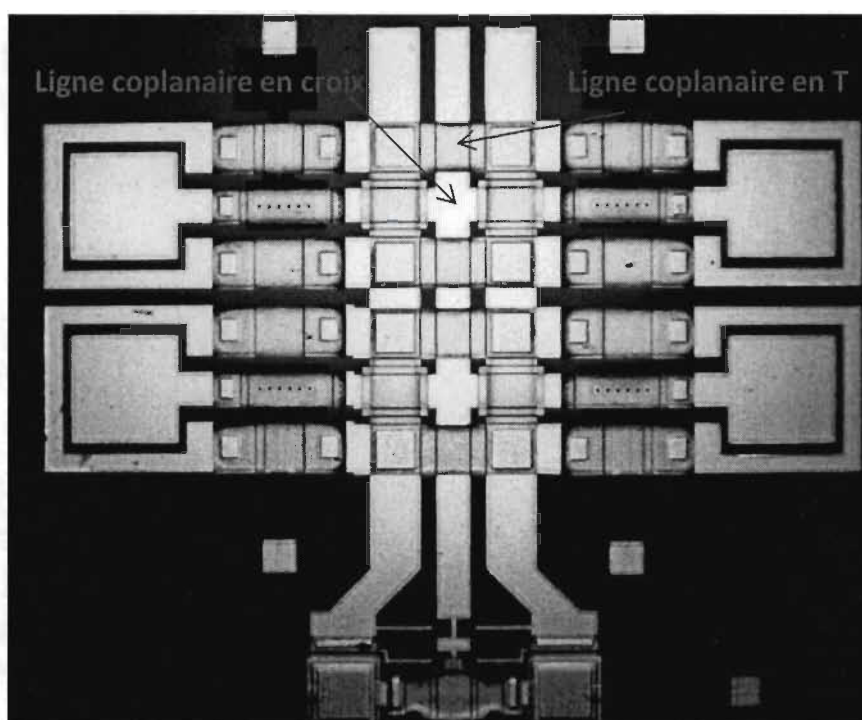


Figure 4.18 Photographie de forme des lignes coplanaire utilisée (croix et T)

4.6 Résultats de l'amplificateur reconfigurable

L'amplificateur reconfigurable est basé sur 3 blocs essentiels (Figure 4.19):

- Le transistor TC1101 GaAs pseudomorphique à haute mobilité d'électrons (PHEMT) en cascade avec une résistance de stabilité R_{STAB} ;
- Un circuit de polarisation (DC-BIAS) à l'entrée et à la sortie sert à ne pas laisser l'onde RF se propager vers le système d'alimentation;
- Un réseau d'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie basé sur de lignes de transmissions MEMS distribuées DMTL et des capacités MIM.

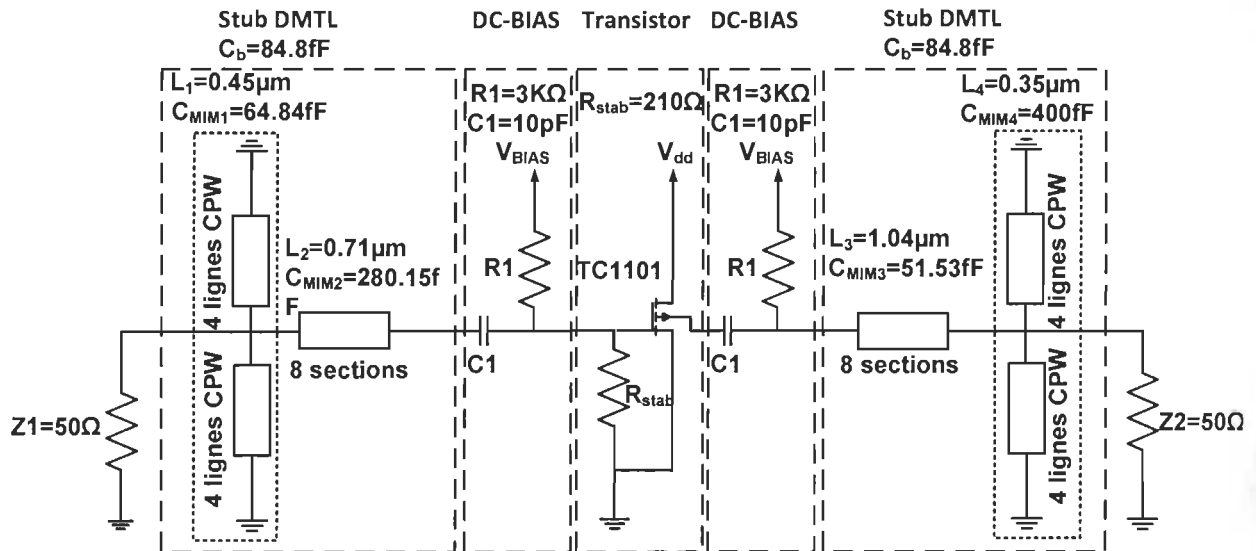


Figure 4.19 Proposition de l'amplificateur reconfigurable pour la bande de fréquence PCS1900 tirée de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

L'amplificateur reconfigurable simulé à l'aide du logiciel ADS, décrit dans les sections précédentes pour la bande de fréquence PCS1900 (Annexe 2). À partir des résultats pratiques, on trace le graphe illustrant l'évolution du coefficient de réflexion à l'entrée S_{11}

sur toute la gamme de fréquences comprise entre 1.85 GHz et 2.0 GHz. La figure 4.20 présente ce graphe :

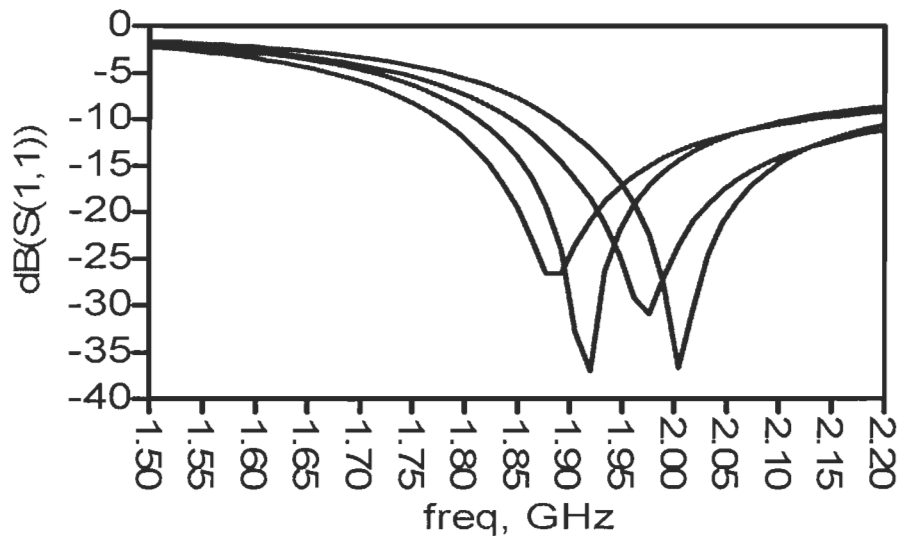


Figure 4.20 Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de l'amplificateur reconfigurable tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

On remarque que le module du coefficient de réflexion à l'entrée S_{11} varie entre -25dB et -38 dB, ce qui veut dire que l'entrée de l'amplificateur est adaptée en impédance d'une façon satisfaisante. En effet, pour que l'entrée d'amplificateur soit adaptée d'une façon acceptable, il faut que le module du coefficient de réflexion S_{11} soit inférieur à -15 dB.

De la même façon, on trace le graphe illustrant l'évolution du coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie S_{21} sur toute la gamme de fréquences comprises entre 1.85 GHz et 2.0 GHz. Le coefficient de transmission S_{21} varie entre 16 dB et 19 dB ce qui est conforme aux spécifications du préamplificateur.

La figure 4.18 présente le graphe du coefficient de transmission S_{21} .

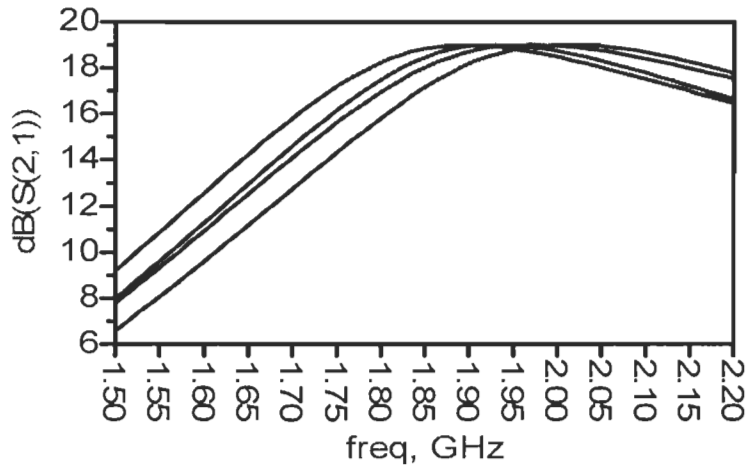


Figure 0.1 Coefficient de transmission S_{21} de l'amplificateur reconfigurable tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

L'évolution du coefficient de réflexion S_{22} , à la sortie de l'amplificateur reconfigurable, a été relevée sur la figure 4.19. On remarque que le module du coefficient S_{22} varie entre -20 dB et -31 dB, ce qui veut dire que la sortie de l'amplificateur est très bien adaptée en impédance. En effet, pour que la sortie de l'amplificateur soit adaptée d'une façon acceptable, il faut que le module du coefficient de réflexion S_{22} soit inférieur à -15 dB.

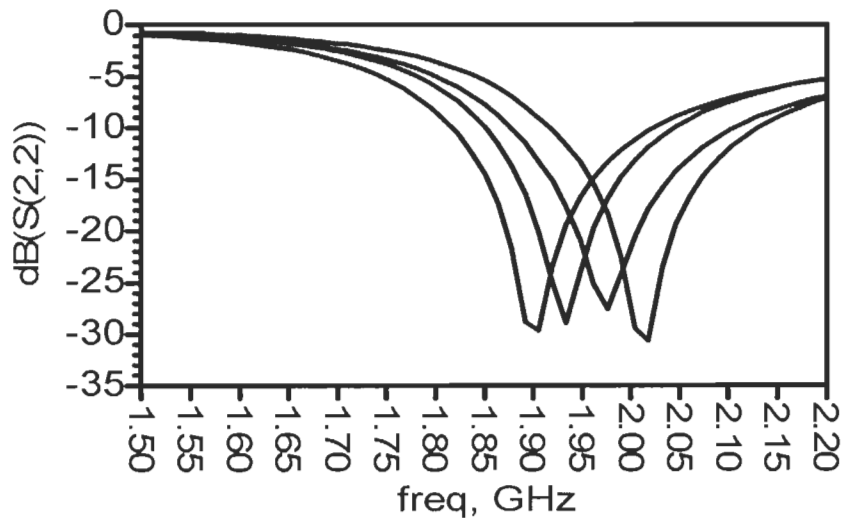


Figure 0.2 Coefficient de réflexion S_{22} à la sortie de l'amplificateur tiré de Malek Ben Hammouda et al., (2011)

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la conception ainsi que la réalisation d'un amplificateur RF, reconfigurable en fréquence, ont été faites pour le PCS 1900. L'amplificateur RF a été conçu en utilisant un transistor TC1101 qui est un transistor GaAs pseudomorphique à haute mobilité d'électrons (PHEMT), qui couvre la gamme de fréquences comprises entre 100 MHz et 12 GHz.

L'adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur a été réalisée par des lignes de transmission coplanaires DMTL.

L'amplificateur RF réalisé a été testé sur une bande de fréquences comprises entre 1.85 GHz et 2.0 GHz. Les résultats de l'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie sont inférieurs à -15 dB et le gain de l'amplificateur varie entre 16 dB et 19 dB. La flexibilité et l'agilité de l'amplificateur proposé sont confirmées.

Il est possible d'obtenir un fonctionnement stable avec une bonne adaptation et un gain élevé (près de gain maximum stable) en utilisant le circuit amplificateur proposé reconfigurable.

Les étapes de développement d'un banc de test ainsi que la conception d'un programme sur le logiciel Labview qui permet de déterminer les tensions Pull-in, Pull-out et la résistance de contact des différents commutateurs seront élaborées dans le chapitre suivant.

Chapitre 5 - Description d'un banc de test pour déterminer la fiabilité des commutateurs RF-MEMS

Dans le but d'élargir l'application des interrupteurs MEMS, il est nécessaire d'effectuer un travail de recherche et développement poussé afin d'optimiser la fiabilité et la robustesse des composants utilisés. Ces composants peuvent être intégrés dans des chaînes d'émission RF qui vont ainsi bénéficier de leurs excellentes performances électriques en termes de pertes d'insertion, d'isolation, de linéarité et de fiabilité.

Ce chapitre présente le banc de test développé spécifiquement pour effectuer des mesures à des fréquences RF.

Dans un premier temps, l'étude du principe de fonctionnement des commutateurs RF-MEMS à contact ohmique (les tensions d'actionnements et la résistance de contact) sera développée.

Enfin, nous allons décrire les types de tests ainsi que le système de mesure et les outils utilisés pour la détection automatique des tensions d'actionnements et de la résistance de contact.

5.1 Principe du fonctionnement du commutateur RF-MEMS à contact ohmique

5.1.1 Théorie du fonctionnement du commutateur RF-MEMS à contact ohmique

Le commutateur RF-MEMS à contact ohmiques est composé d'une membrane mobile attaché à un seul coté (mono-encastree) qui réalise la fonction d'interrupteur pour les applications micro-ondes. De l'autre coté, il présente un contact métallique entre l'entrée et la sortie du composant lorsque celui-ci est à l'état actionné. Le schéma en figure 5.1 montre le principe de fonctionnement de ce commutateur.

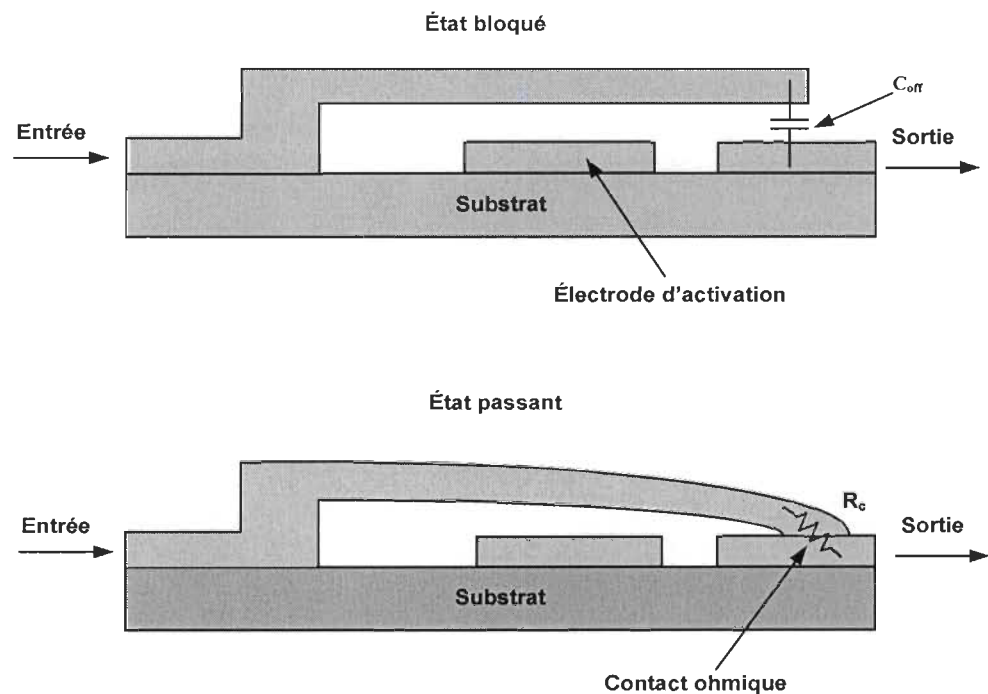


Figure 5.1 Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur RF-MEMS à contact ohmique : (a) état bloqué, (b) état passant adapté de Rebeiz (2003)

Lorsque le commutateur est à l'état bloqué, la poutre est à l'état haut, et le signal électrique ou radio fréquence n'est pas transmis à la sortie. On considère dans ce cas la

capacité C_{off} qui existe entre la poutre et la sortie et qui peut perturber les performances du composant en fonction des fréquences utilisées. En appliquant une tension V_{pin} sur l'électrode d'actionnement, un champ électrostatique se crée et provoque l'abaissement de la poutre. Le contact métal – métal relie alors l'entrée à la sortie et le signal est transmis via une résistance R_c (due au contact) de faible valeur (quelques Ohms).

Un actionneur électrostatique d'un RF-MEMS est généralement constitué d'une plaque mobile (poutre) surélevée au dessus d'une électrode métallique fixe. Cette dernière permet la génération d'un champ électrostatique avec la poutre mobile grâce à une différence de potentiel entre les deux éléments. Cela crée une force d'attraction sur la poutre induisant ainsi la modification de son positionnement (Figure 5.2).

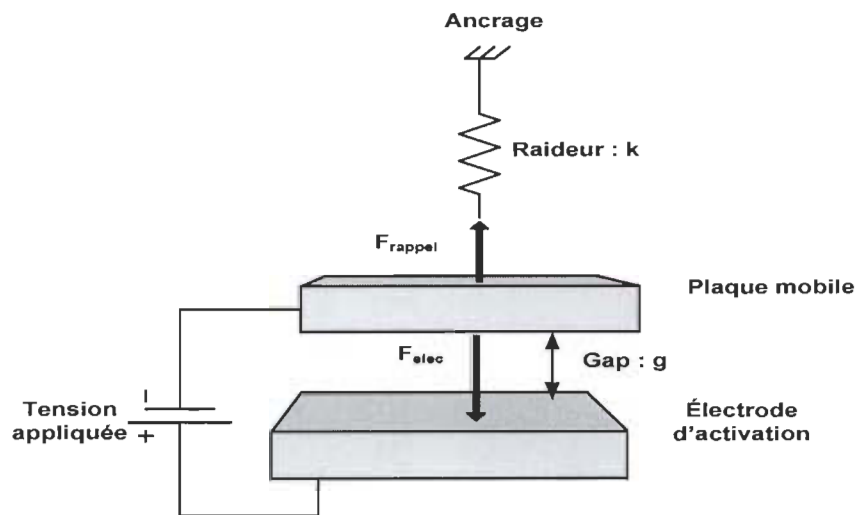


Figure 5.2 Modélisation du principe de fonctionnement électromécanique d'un RF-MEMS à actionnement électrostatique adaptée de Rebeiz (2003)

Dans un système à l'équilibre, on obtient une égalité entre la force électrostatique (F_{elec}) (5.1) et la force de rappel (F_{rappel}) (5.2). Ainsi, la tension appliquée en fonction du gap (la hauteur entre les deux électrodes) est donnée par l'équation (5.3) [REB03].

$$F_{rappel} = k(g_0 - g) \quad (5.1)$$

$$F_{elec} = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{g^2} \quad (5.2)$$

$$V_i = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 S} g^2 (g_0 - g)} \quad (5.3)$$

Où S est la surface de l'électrode d'actionnement, ε_0 est la permittivité du vide et g_0 est le gap à l'état initial, lorsqu'aucune tension n'est appliquée.

5.1.2 La tension d'actionnement Pull-in

L'actionnement se fait habituellement par une tension électrostatique nommé la tension d'actionnement Pull-in (V_{PI}). Cette tension est appliquée aux bornes des électrodes supérieures (Top) ce qui induit une instabilité conduisant à l'abaissement brusque de la poutre et ainsi à la réduction du gap entre les électrodes (Figure 5.3). La force du rappel varie linéairement en fonction du gap tandis que la force électrostatique est caractérisée par une dépendance non linéaire au gap et à la tension de polarisation. Ainsi, la variation différente entre la force électrostatique et la force de rappel résulte une rupture d'équilibre du système. La tension d'actionnement Pull-in (V_{PI}) nécessaire pour l'abaissement de la poutre est donnée par l'expression (4.1) dans le chapitre précédant.

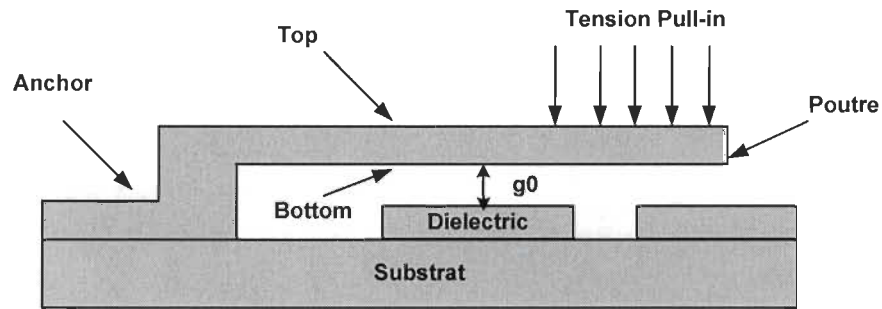


Figure 5.3 Principe de fonctionnement électromécanique d'un commutateur RF-MEMS en appliquant une tension Pull-in adapté de Rebeiz (2003)

5.1.3 La résistance de contact

L'abaissement de la poutre et la réduction du gap entre les électrodes causé par l'application d'une tension d'actionnement (V_{PI}) établi un contact entre les électrodes inférieures de la membrane (Bottom) et le conducteur (Figure 5.4). Celui-ci définit la résistance de contact. On peut déterminer cette résistance par l'expression (5.4) [REB03]:

$$R_c = \frac{\eta}{\Pi r} \quad (5.4)$$

Où η est la résistivité de contact du métal.

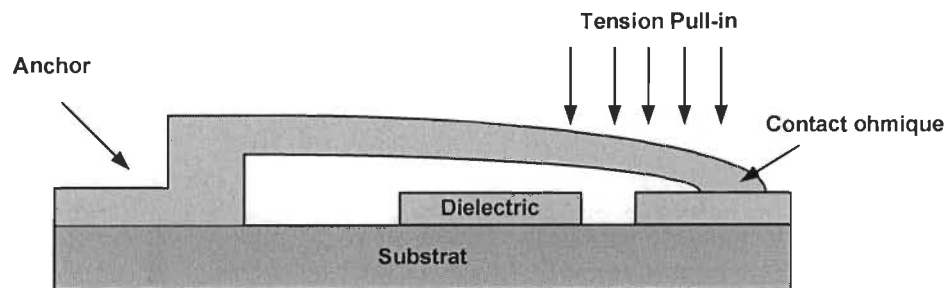


Figure 5.4 Principe de contact d'un commutateur RF-MEMS adapté de Rebeiz (2003)

5.1.4 La tension de relâchement Pull-out

On a considéré une couche mince diélectrique sur l'électrode d'activation (Figure 5.5). L'augmentation de la tension au-dessus d'un certain niveau résulte un gap d'une valeur équivalente au minimum de l'épaisseur du diélectrique, la poutre n'étant pas en mesure d'atteindre physiquement un gap de valeur nulle. Ainsi, on est en mesure de déterminer la tension de relâchement (V_{PO}) du RF-MEMS à partir de l'équation (5.5) [REB03].

$$V_{PO} = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 \varepsilon_r S} h_{diel}^2 (g_0 - h_{diel})} \quad (5.5)$$

Avec ε_r est la permittivité relative du diélectrique, S est la surface de la poutre, et h_{diel} est l'épaisseur de ce diélectrique. Ainsi, la diminution progressive de la tension de commande avec une poutre abaissée résulte un relâchement brusque de la poutre pour une valeur de tension qui dépend du diélectrique utilisé.

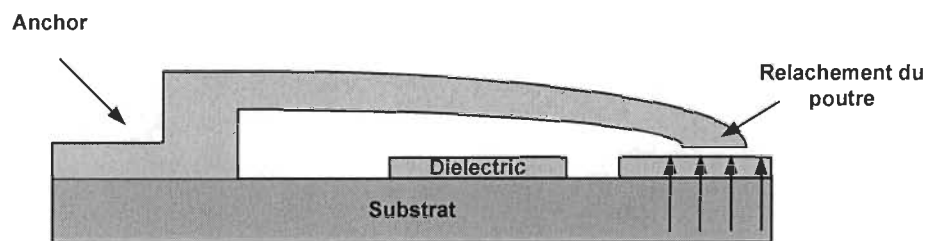


Figure 5.5 Principe de déviation d'un commutateur de sa position initiale

5.2 Le banc de caractérisation électromécanique

Pour caractériser le fonctionnement électromécanique des composants RF-MEMS, nous utilisons un banc de test basé sur une station de mesure par sonde. La mesure des paramètres électromécaniques d'un commutateur RF-MEMS à actionnement électrostatique nous permet de le caractériser mécaniquement, c'est-à-dire de connaître ses

tensions d'activation Pull-in (V_{PI}), pull-out (V_{PO}) et la résistance de contact (R_c). Pour réaliser ce type de mesure, une station de mesure par sonde (DUT) est utilisée. Cette dernière va nous permettre de mesurer les paramètres. Un signal d'impulsion provenant de l'Agilent B2902A va gérer le déplacement mécanique de la membrane. En sortie de commutateur, ce signal RF sera traité par le programme implémenté à l'aide du logiciel Labview pour détecter les tensions d'activation et la résistance de contact. A la fin, nous pouvons déterminer les différents paramètres de fonctionnement sur différents graphes (Figure 5.6).

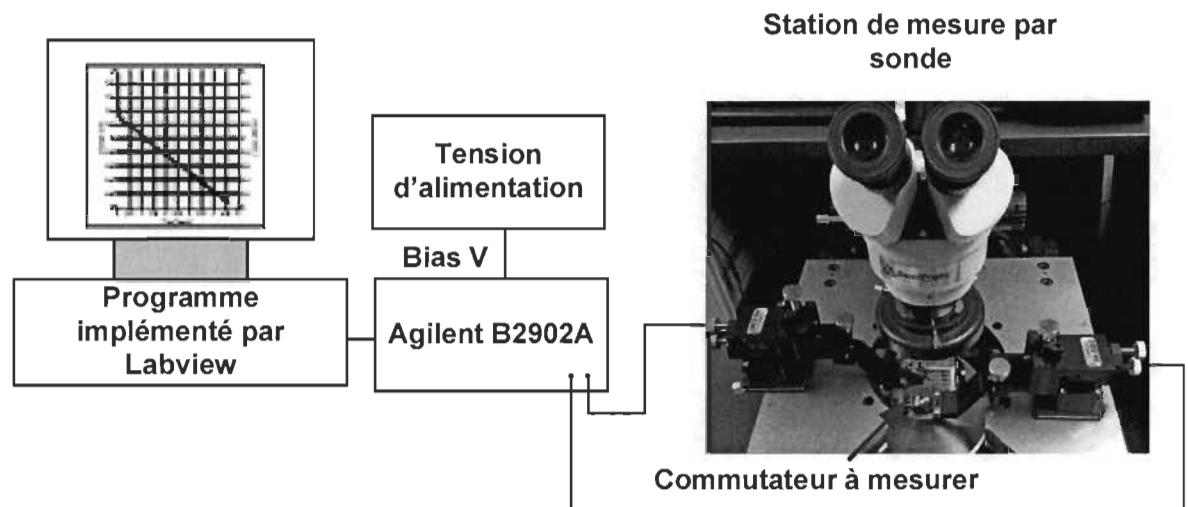


Figure 5.6 Schéma de principe du banc de caractérisation électromécanique

5.3 Étude des paramètres électromécaniques des RF-MEMS

Pour mesurer les paramètres électromécaniques des RF-MEMS, nous avons développé avec le logiciel Labview, un programme d'acquisition des données pour mesurer les tensions d'activation et la résistance de contact du commutateur au cours du temps (Figure 5.7).

La copie d'écran de l'interface utilisateur du programme développé sous Labview d'acquisition automatisé est montrée sur la figure 5.8 et la photographie du banc de test automatisé est présentée sur la figure 5.9. Après une phase de chargement de la forme d'onde de polarisation générée par l'Agilent B2902A, nous lançons le programme d'acquisition des paramètres électromécaniques du commutateur (développé sous Labview). Après le réglage des différents seuils de détection, le programme détecte les paramètres électromécaniques du commutateur, et les affiche en fonction des du nombres des cycles.

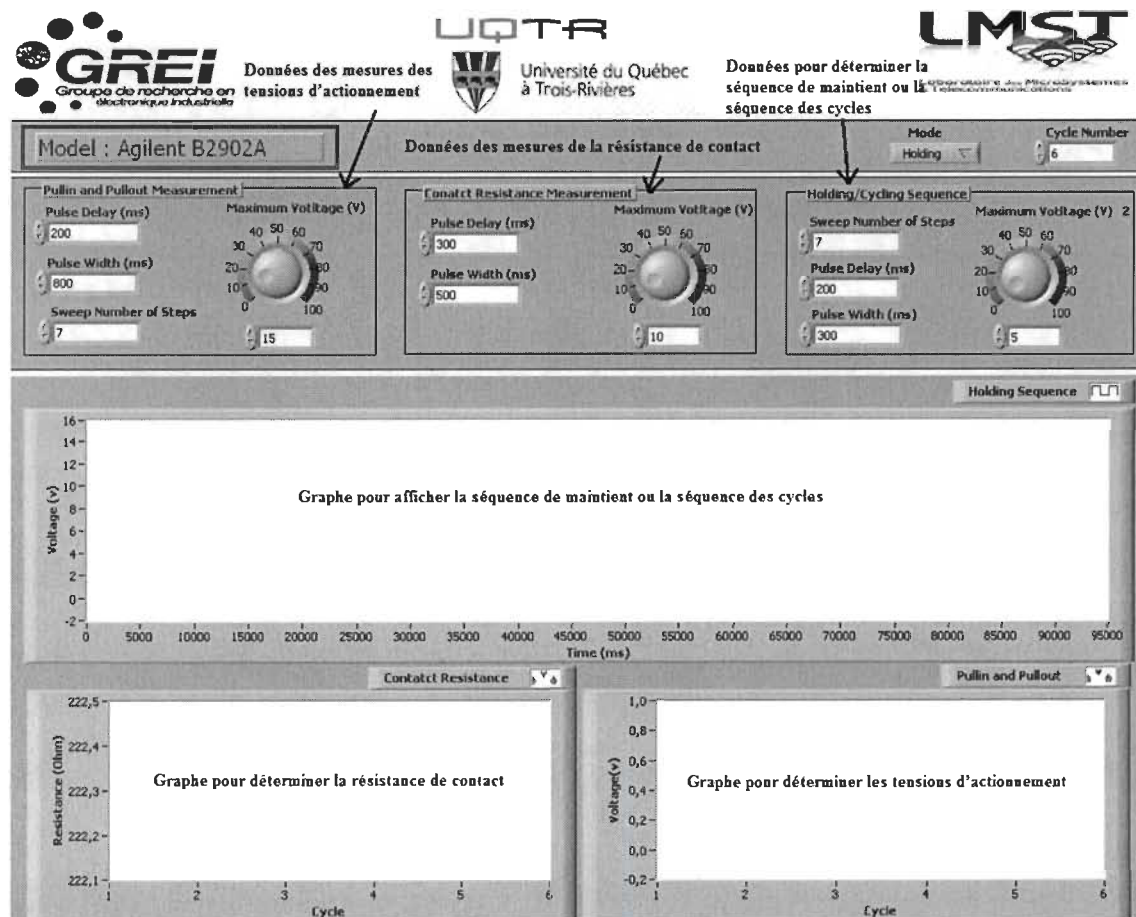


Figure 5.7 Interface utilisateur du programme développé sous Labview

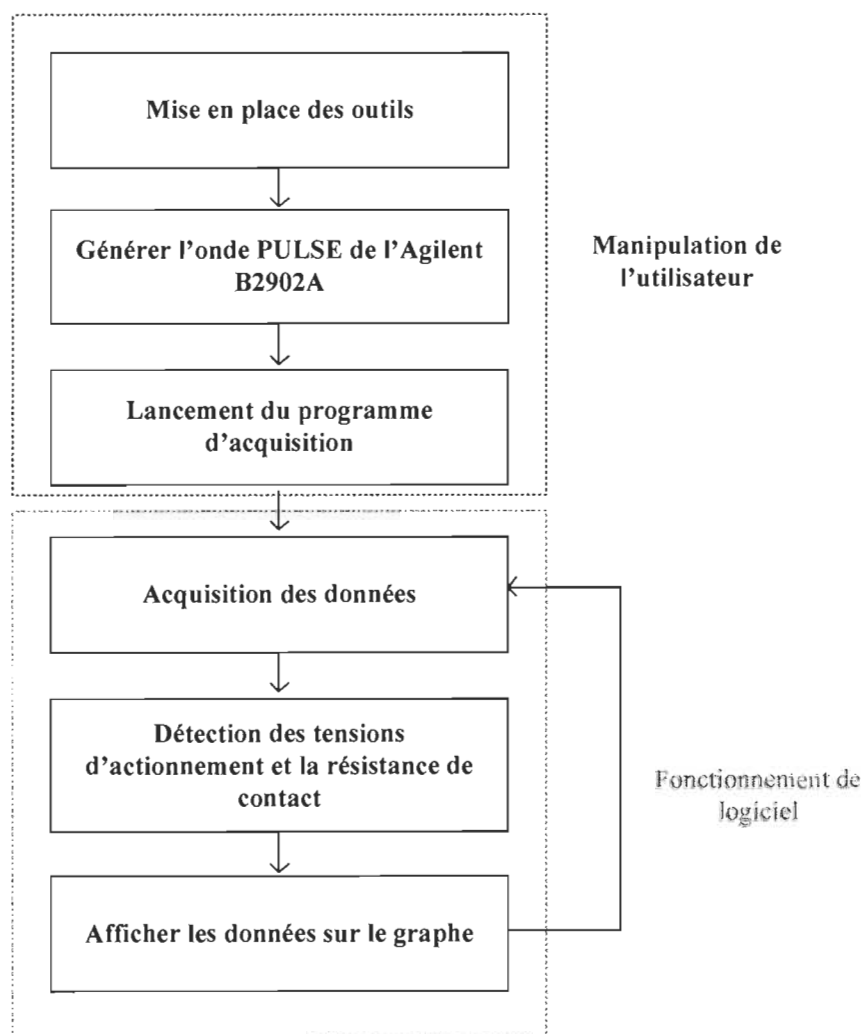


Figure 5.8 Principe de fonctionnement du banc de test pour la mesure des paramètres électromécaniques d'un RF-MEMS en fonction du temps

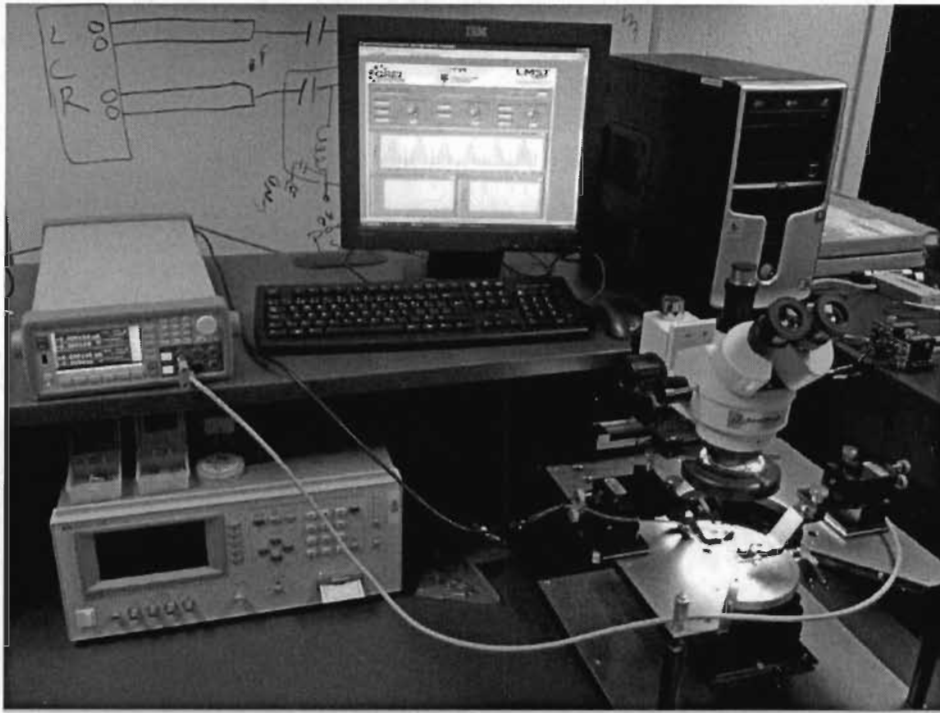


Figure 5.9 Photographie du banc de test

Pour étudier la fiabilité des composants RF-MEMS, nous utilisons un protocole basé sur les mesures des tensions d'activation et la résistance de contact. Ce protocole de mesure est composé de deux séquences de test principales pouvant être appliquées à l'interrupteur : la séquence de maintien et la séquence des cycles.

5.3.1 La séquence de maintien

Pour déterminer les paramètres électromécaniques au cours du temps, nous générons des impulsions pour la polarisation. Cette forme d'onde correspond à un signal de mesure et de détection des paramètres électromécaniques (tensions d'activation et résistance de contact (Figure 5.10). Cette forme d'onde est générée périodiquement de façon à pouvoir répéter la mesure et observer les changements ou la stabilité des paramètres électromécaniques. La séquence de test commence par l'évaluation initiale de V_{PI} et V_{PO} .

Cette séquence est répétée jusqu'à la fin de l'essai. Un temps d'actionnement (T_{act}) est appliqué entre 2 séquences consécutives. La figure ci-dessous illustre la séquence de test.

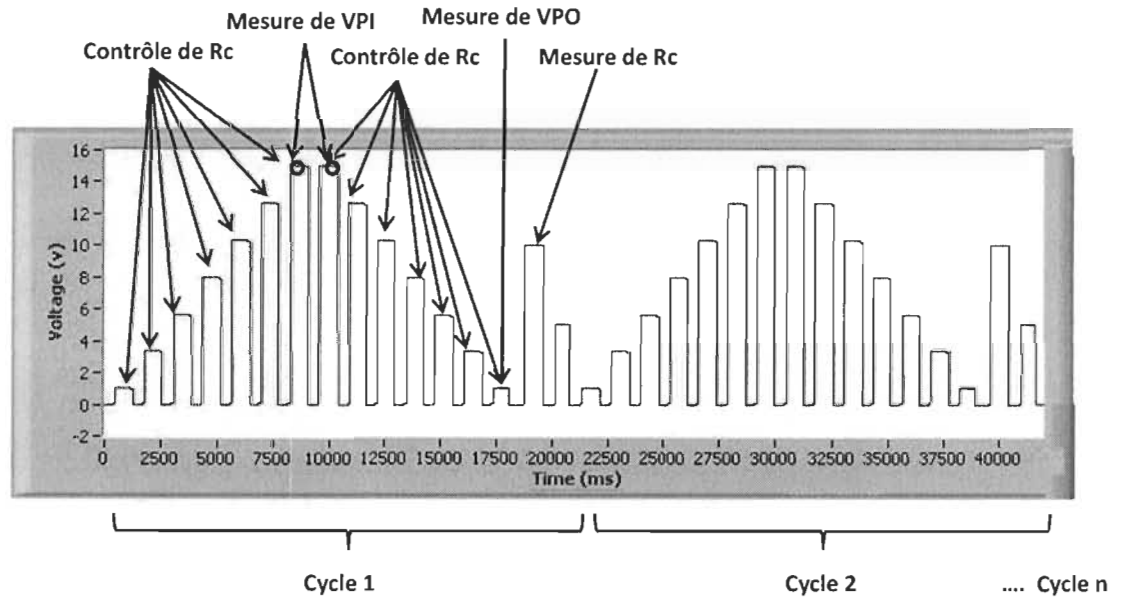


Figure 5.10 La séquence de maintien

Au cours de la première séquence, l'interrupteur est actionné lors de la durée de T_{act} , puis il est relâché pour mesurer V_{PI} / V_{PO} (en charge). Par la suite, au cours de la deuxième séquence, le commutateur reste à l'état haut tous le temps, et le V_{PI}/V_{PO} sera mesurée (décharge).

Ces rapports temporels sont le résultat d'un compromis entre la qualité de mesure possible et une perturbation minimale de l'actionneur électrostatique du RF-MEMS avec les signaux de mesure. Ainsi, nous pouvons mesurer les tensions d'activation périodiquement avec une gamme de tension variant entre 1 V et 210 V (la tension seuil de l'Agilent B2902A) en fonction du temps.

5.3.2 La séquence des cycles

Cette séquence commence par la mesure des paramètres de commutateur à tester (V_{PI} et V_{PO}). Le commutateur est actionné par la suite à une fréquence ajustable (f_{act}). La séquence décrite est illustrée par le diagramme ci-dessous.

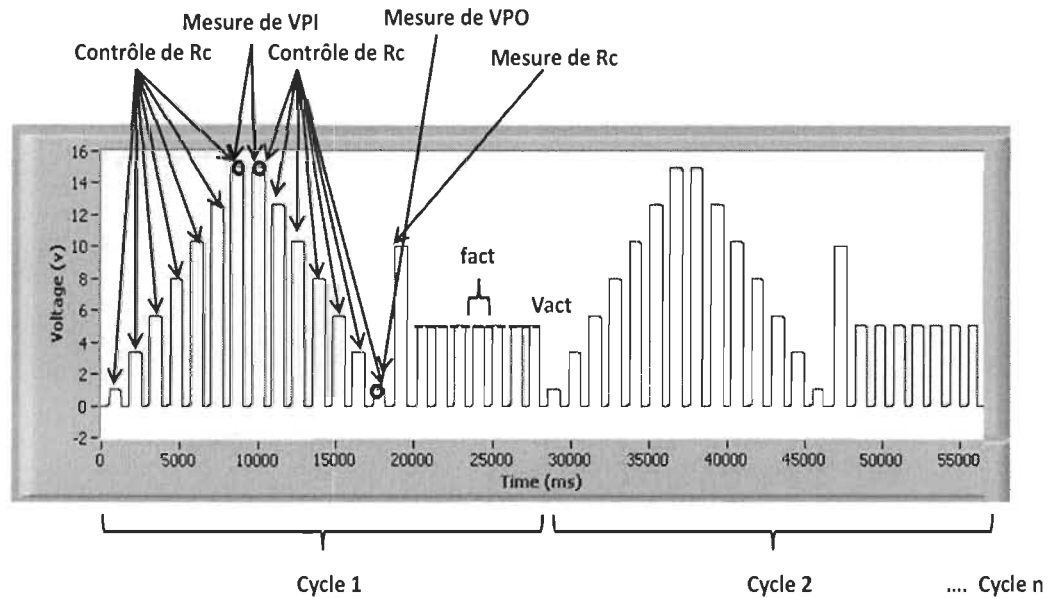


Figure 5.11 La séquence des cycles

Les commutateurs peuvent fonctionner suivant trois régimes différents : en commutation mécanique, en commutation froide ou en commutation chaude.

- **Actionnement mécanique**

L'actionnement mécanique active le commutateur sans courant dans le contact. Le but de cet essai est d'étudier le mécanisme de rupture provenant du stress mécanique qui est appliquée sur le contact. Ce test met en évidence l'usure, le soudage à froid ou des problèmes de frottement à l'interface de contact.

- **Actionnement de commutation froide**

La commutation froide est définie par l'actionnement répétitif d'un commutateur sans l'utilisation d'un courant continu DC ou fréquentiel RF lors de l'actionnement. Généralement, il est connu que la durée de vie d'une commutation froide quelconque est principalement limitée par plusieurs paramètres, à savoir: la fatigue structurelle, l'effet de la mémoire, etc.

Dans la pratique, le signal qui circule dans l'interrupteur est synchronisé avec le signal d'actionnement. Le rapport cyclique pour la mesure de résistance est la moitié de celui du signal d'actionnement.

- **Actionnement de commutation chaud**

Lorsque l'interrupteur commute en présence de puissance RF, on a affaire à une commutation chaude. La durée de vie de l'interrupteur est généralement plus faible que dans le cas d'actionnement mécanique et la commutation à froid car la plupart des signaux transmis par le commutateur ont de forte puissance.

5.3.3 *Détection des tensions d'activation*

La détection des tensions d'activation des commutateurs se fait par la détection de l'abaissement et du relâchement de la poutre. Lors de l'application d'un signal de mesure d'impulsion pour la polarisation, la poutre du commutateur s'abaisse quand la tension augmente, et nous identifions la tension d'abaissement Pull-in (V_{PI}) grâce à un seuil de détection. Ainsi, la diminution progressive de la tension d'activation avec une poutre abaissée résulte un relâchement brusque de la poutre pour une valeur de tension qui dépend du diélectrique utilisé. Cette tension est nommée la tension de relâchement Pull-out (V_{PO}).

5.3.4 Détection de la résistance de contact

La détection de la résistance de contact des commutateurs se fait par la détection du contact entre les électrodes inférieure de la membrane et le conducteur. Ce contact est établi par l'abaissement de la poutre entre les électrodes. La figure 5.12 représente la détection de résistance de contact en fonction du nombre de cycle.

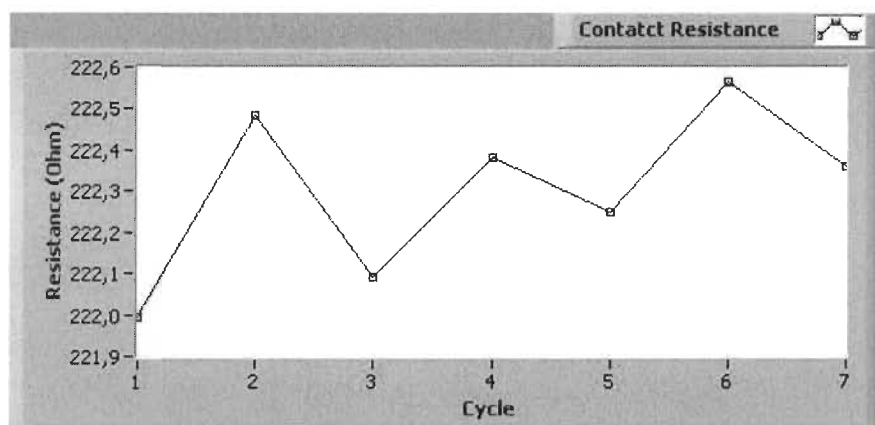


Figure 5.12 Graphe de détection de la résistance de contact

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le banc de test réalisé pour déterminer le principe de fonctionnement des commutateurs RF-MEMS à actionnement électrostatique (les tensions d'activation et la résistance de contact). En effet, les mesures effectuées à partir de banc de test ont permis d'observer, de modéliser et de comprendre les mécanismes des commutateurs RF-MEMS. Ainsi, ce banc permet d'activer les commutateurs avec des formes d'onde générées par l'Agilent B2902A, pour gérer le déplacement mécanique de la membrane. Un programme implémenté par le logiciel Labview permet de déterminer les tensions d'activation et la résistance de contact sur des différents graphes au cours du temps.

Conclusion

Le développement des systèmes cellulaires a engendré la mise en place de nombreuses normes numériques qui sont généralement différentes d'une génération à une autre, d'un opérateur à un autre ou d'une région à une autre. La tendance actuelle impose l'intégration de terminaux à composants RF compatible à plusieurs normes tels que les amplificateurs agiles. Cette thématique a donc été l'objectif du sujet de ce mémoire, centré sur l'implémentation d'un amplificateur RF reconfigurable pour les futures générations de téléphones cellulaires, plus spécifiquement sur la mise en valeur d'une stratégie d'adaptation d'impédance variable applicable dans un contexte de réalisation d'un composant micro-ondes agile. Cette synthèse a été exposée en quatre chapitres : un état de l'art sur les différents standards de téléphonie mobile ainsi que les différentes technologies RF pour les dispositifs agiles, une bibliographie sur les amplificateurs RF ainsi que les différents réseaux d'adaptation, une étude sur la conception d'un amplificateur reconfigurable pour les applications mobiles PCS 1900, et enfin, une description d'un banc de test pour déterminer la fiabilité des commutateurs RF-MEMS.

Au cours du premier chapitre, nous avons exposé les 4 normes de technologies en téléphonie mobile sous l'acronyme 1G, 2G, 3G, et 4G. En outre, une étude comparative des technologies appliquées aux dispositifs en radiofréquences a permis de constater qu'actuellement, les dispositifs RF-MEMS démontrent une réduction de la consommation électrique, des coûts et des dimensions, ainsi qu'une excellente linéarité et une distorsion

du signal extrêmement faible comparés aux interrupteurs à semi-conducteur. Ce qui présente un avantage majeur dans le domaine de mobilité des téléphones cellulaires.

Le second chapitre présente les différentes publications proposées dans la littérature qui ont porté sur les techniques de configuration des amplificateurs RF agiles ainsi que les réseaux d'adaptation variables. On a cité quatre techniques de configuration des amplificateurs RF agiles : Les amplificateurs à deux niveaux de puissance variables qui consistent à commuter le signal d'entrée entre deux transistors de polarisations et de tailles différentes, les amplificateurs à fréquence d'opération reconfigurable qui consistent à développer un réseau d'adaptation d'impédances basé sur des dispositifs MEMS offrant 16 états pouvant être calibrés avec précision à l'aide d'un varactor, les amplificateurs à bande de fréquence variable qui consistent à adapter l'impédance de l'amplificateur afin que ce dernier puisse délivrer une puissance optimale pour amplifier le signal et les amplificateurs à classe ajustable qui permettent d'assurer le saut entre les classes de fonctionnement A et F. La création d'un composant micro-ondes agile multistandard nécessite l'application d'un réseau d'adaptation d'impédances variables flexible à tous les dispositifs micro-ondes. Pour cela on a présenté des solutions de conception ainsi qu'une analyse de la configuration optimale des réseaux d'adaptation d'impédances variables en se basant sur des interrupteurs MEMS avec actionnement électrostatique : Les réseaux d'adaptation à tronçons variables basé sur une banque de condensateurs qui consiste à faire jouer sur la partie imaginaire de l'admittance des capacités, les réseaux d'adaptation à multiples tronçons variables qui consiste à élaborer une structure d'amplificateur reconfigurable en multi modes et multi bandes utilisant un réseau d'adaptation reconfigurable à deux tronçons variables, les réseaux d'adaptation à base d'une ligne de transmission MEMS distribuée qui exploitent un

réseau d'adaptation d'impédances qui contient des lignes MEMS capacitives distribuées DMTL partagées dans toute la ligne de transmission, les réseaux distribués intégrant une structure à ondes lentes SW-DMTL, les réseaux distribués intégrant un déphaseur MEMS RF reconfigurable à ondes lentes SW-DMTL, les réseaux exploitant une ligne DMTL, les réseaux distribués intégrant une ligne SW et un interrupteur à double états et les réseaux distribués intégrant une structure CPW à ondes lentes SSW-DMTL. Le souci de fabriquer des amplificateurs RF reconfigurables est motivé par un objectif plus grand qui est celui de concevoir une chaîne d'émission et de réception radiofréquences complètement reconfigurable.

Cela a été l'objectif du troisième chapitre qui a présenté un amplificateur reconfigurable pour les applications mobiles PCS 1900. L'amplificateur RF a été conçu en utilisant un transistor PHEMT TC1101, qui couvre la gamme de fréquences comprises entre 100 MHz et 12 GHz, un circuit de polarisation DC-BIAS et un réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable qui est basé sur la conception d'une ligne DMTL à caractéristique ajustables. La structure DMTL est définie comme une ligne de transmission coplanaire (CPW) couplée à une cascade de commutateurs MEMS capacitifs (C_b) et des capacités MIM (C_{MIM}). L'amplificateur RF réalisé a été testé à travers le logiciel ADS sur une bande de fréquences comprises entre 1.85 GHz et 2.0 GHz. Les résultats de l'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie sont inférieurs à -15 dB et le gain de l'amplificateur varie entre 16 dB et 19 dB. Les circuits ont été fabriqués au sein du laboratoire CIRFE de l'université Waterloo. La flexibilité et l'agilité de l'amplificateur proposées sont confirmées.

Le dernier chapitre présente le banc de test spécifiquement développé sur une station de mesure par sonde pour les mesures à des fréquences RF qui a été traité et développé

pour étudier les commutateurs RF-MEMS à contact ohmique. L'industrialisation de ces dispositifs est actuellement freinée par des difficultés liées à leur fiabilité. La mesure des paramètres électromécaniques d'un commutateur RF-MEMS à actionnement électrostatique nous permet de le caractériser mécaniquement. Ainsi, de connaître ses tensions d'activation Pull-in (V_{pi}), pull-out (V_{po}) et la résistance de contact (R_c). Les commutateurs sont ainsi activés avec des impulsions générées par un Agilent B2902A pour gérer le déplacement mécanique de la membrane. En sortie de commutateur, ce signal RF sera traité par le programme implémenté par le logiciel Labview pour détecter les tensions d'activation et la résistance de contact. A la fin, nous avons déterminé les différents paramètres de fonctionnement sur des différents graphes.

Les travaux futurs consistent à développer un standard commun à toutes les applications en téléphonie mobile et à tous les utilisateurs qui reste encore une perspective difficile à atteindre.

Bibliographie

- [AND05] Anderson, Richard, «Fundamentals of semiconductor devices», New York: McGraw Hill, 800 p, 2005.
- [BEN11] Malek Ben Hammouda, Frédéric Domingue and Messaoud Ahmed-Ouameur «MEMS Based Tunable Microwave Amplifier Design for Reconfigurable PCS1900 Mobile Application», MMS Conference Hammamet, Tunisia, Septembre 2011.
- [BEL06] Bell, Patrick J., Zoya Popovic et Christopher W. Dyck, « MEMS-switched class-A-to-E reconfigurable power amplifier », vol. 2006, p. 243-246
- [BOE03] Boeck, G. Plenkowski, D. Circa, R. Otte, M. Heyne, B. Rykaczewski, P. Wittmann and R. Kakerow, «RF front-end technology for reconfigurable mobile systems», Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, vol 2, p. 863- 868, September 2003.
- [BRA00] Brahim Ghribi and Luigi Logrippo «Understanding GPRS: the GSM packet radio service», Computer Networks Volume 34, Issue 5, November 2000, Pages 763-779.
- [CHI97] Ching-Yung Lin and Jyh Ren Shieh « IS-95 north American standard- A CDMA based digital cellular system», citeseer.
- [DNK98] DN Knisely, S Kumar, S Laha, S Nanda «Evolution of wireless data services: IS-95 to CDMA 2000 », IEEE Communication, 1998.
- [DOM08] Domingue, A. B. Kouki, and R. R. Mansour « Improved Distributed MEMS Matching Network for Low Frequency Applications Using a Slow-Wave Structure, » 2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2008, pp. 1279-1282, June 2008.
- [DOM08] Domingue, Arash A. Fomani, A. B. Kouki, and R. R. Mansour « Distributed Phase Shifter with Enhanced Variability and Impedance Matching », IEEE EuMW European Microwave Week, Octobre 2008.
- [DOM09] Domingue, Fouladi, Kouki, and Mansour « Design Methodology and Optimization of DMTL Impedance Matching Networks for Low Frequency Applications », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008.

- [DOM09] Domingue, Kouki and Mansour R.R «Tunable microwave amplifier using a compact MEMS impedance matching network», European Microwave Conference, Page(s):1704 – 1707, October 2009.
- [DOM10] Domingue, Fouladi, Zahirovic, and Mansour « Distributed MEMS Tunable Impedance-Matching Network Based on Suspended Slow-Wave Structure Fabricated in a Standard CMOS Technology IEEE transaction on microwave theory and techniques, Vol. 58, No.4, april 2010.
- [DOM10] Domingue, F.; Fouladi, S., and Mansour, R.R, «A Reconfigurable Impedance Matching Network Using Dual-Beam MEMS Switches for an Extended Operating Frequency Range», IMS 2010, Page(s):1552 – 1555.
- [FUK05] Fukuda, Atsushi, Hiroshi Okazaki, Shoichi Narahashi, Tetsuo Hirota et Yasushi Yamao. 2005, « A 900/1500/2000-MHz triple-band reconfigurable power amplifier employing RF-MEMS switches », vol. 2005, p. 657-660.
- [FUK06] Fukuda, A. Okazaki, H. Narahashi, S., «A Novel Compact Reconfigurable Quad-band Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches», 36th European Microwave Conference, page(s): 344-347, 2006.
- [FUK06] Fukuda, A. Furuta, T. Okazaki, H. Narahashi, S., «A 0.9-5- GHz Wide-Range 1W-Class Reconfigurable Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches », Microwave Symposium Digest, page(s): 1859-1862, June 2006.
- [OUS07] Oussama Frioui, Fayrouz Haddad, Lakhdar Zaid, Wenceslas Rahajandraibe, « Évolution des standards /architectures pour les communications sans fil Application aux systèmes multistandards en technologie CMOS », Schedae, 2007, prépublication n° 17, (fascicule n° 2, p. 79-86).
- [GAB09] Gabriel M. Rebeiz, Kamran Entesari, Isak C. Reines, Sang-June Park, Mohammed A. El-Tanani, Alex Grichener, and Andrew R. Brown, «Tuning in RFMEMS» IEEE microwave magazine Octobre 2009.
- [GON08] Guillermo Gonzalez «Microwave Transistor Amplifiers Analyses and Design», Second Edition (2008).
- [HCN67] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom, and J. R. J. Davis, «The resonant gate transistor » Electron Devices, IEEE Transactions on, vol. 14, no. 3, p. 117- 133, Mar. 1967.
- [HDA01] H. Darabi et al, «A 2.4-GHz CMOS tranceiver for Bluetooth», IEEE J. Solid-state Circuits, vol. 36, no 12, pp 2016-2024. Dec. 2001.
- [IEE05] IEEE 802.15.4 Standard, Draft P802.15.4 b/D3, Oct. 2005.
- [JAV01] Javier Sanchez and Mamadou Thioune, «UMTS : services, architecture et WCDMA», Lavoisier, 2001.

- [JOH95] John scourias « Overview of the Global System for Mobile System», citesser, 1995.
- [JSD95] J. S. DaSilva, B. Arroyo, B. Barani and D. Ikonomou, « European third generation mobile systems», in IEEE Communications Magazine, vol. 34, pp. 68–83, Octobre 1995.
- [JOS03] Josef Fenk « RF-Trends in Mobile Communication », Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC '03, p. 21- 27, Sept. 2003.
- [JST09] J. Stasiak, S. Richards, and S. Angelos, «Hewlett Packard's inkjet MEMS technology: past, present, and future», Proceedings of SPIE, vol. 7318, no. 1, p. 73180U-73180U-5, May. 2009.
- [JUN09] Junxiong Deng and Lawrence E. Larson «Multi-mode Power Amplifiers for Wireless Handset Applications», Circuits and Systems for Future Generations of Wireless Communications, Series on Integrated Circuits and Systems, Springer Science Business Media B.V. 2009.
- [KAL02] K. Al Agha, «Évoluer vers la 4egénération », Habilitation à diriger des recherches, université de Paris-Sud XI, October 3 2002.
- [LAU09] Laurent A. FRANCIS et Luc G. FRECHETTE «L'apprentissage par projet des microsystèmes électromécaniques».
- [MAT99] Mats Nilsson, « Third-generation radio access standard s», Ericsson Review N° 3, 1999
- [MMO92] M. Mouly and M. Pautet, « The GSM System for Mobile Communications», June 1992.
- [NOR09] Noriaki Ito, Kotaro Yabuki, and Hirokazu Furue, « Fabrication of Defect-Free Ferroelectric Liquid Crystal Cells Using Combination of Different Pretilt AlignmentFilms Rubbed in Anti-Parallel», Vol. 512, pp. 1847-1857, 2009.
- [NDE05] N. Deltimple, E. Kerhervé, D. Belot, Y. Deval and P. Jarry, « A SiGe Controlled-Class Power Amplifier Applied to Reconfigurable Mobile Systems », European Microwave Conference, Volume 1, 4 pp, 2005.
- [OKA07] Okazaki, H., A. Fukuda, K. Kawai, T. A. Furuta T. Furuta et S. A. Narahashi S. Narahashi.2007. « Reconfigurable RF Circuits for Future Band-Free Mobile Terminals ».Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International Symposium on, p.99-102.
- [PAP03] Papapolymerou, J., K. L . Lange, C. L . Goldsmith, A. A. Malczewski A. Malczewski et J. A. Kleber J.Kleber,«Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends». IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2003, vol. 51, n° 1, p. 271-278.

- [POZ98] Pozar, David. « Microwave Engineering », second edition. USA : John Wiley & Sons. 1998, 716 p.
- [QIA05] Qiao, Dongjiang, Robert Molfino, Steven M. Lardizabal, Brandon Pillans, Peter M. Asbeck and George Jerinic, « An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no 3 II, 2005 p. 1089-1094.
- [REB03] Rebeiz, Gabriel M. « RF MEMS : theory, design, and technology », Hoboken, N.J.: Wiley- Interscience, xx, 2003, 483 p. p.
- [SWI00] S.Willenegger « cdma2000 physical layer: an overview », Journal of Communications and Networks, 2000.
- [TAU06] Tauno Vaha -Heikkil, Koen Van Caekenberghe, Jussi Varis, Jussi Tuovinen, Gabriel M. Rebeiz. 2006, « RF MEMS Impedance Tuners for 6–24 GHz Applications » International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering.
- [TIR04] Tirdad Sowlati, Dmitriy Rozenblit, Raja Pallela, Morten Damgaard, Evan McCarthy, Dongsoo Koh, David Ripley, Florinel Balteanu, and Ionel Gheorghe, « Quad-Band GSM/GPRS/EDGE Polar Loop Transmitter », IEEE Journal of Solid-State circuits, Vol. 39, N° 12, p.2179-2189, December 2004.
- [TOS98] Toskala, A. Holma, H. Muszynski, P. « ETSI WCDMA for UMTS », Proceedings, IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Volume: 2, page(s): 616-620 1998.
- [VAH06] Vaha-Heikkila. T, J. Varis, J. Tuovenin et G. Rebeiz. 2006. « RF MEMS Impedance Tuners for 6-24 GHz Applications », International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 17, pp. 265-278.
- [VAH05] Vaha-Heikkila, T., J. Varis, J. Tuovinen et G. M. Rebeiz « A 20-50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no 4, p. 205-207, 2005.
- [VAH04] Vähä-Heikkilä, Tauno et Rebeiz, Gabriel M « A 4–18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications », International Journal of RF & Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 14 n° 4, p356-372, 2004.
- [WIR02] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Further Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band, IEEE Standard 802.11g/D1.1, 2002.

- [YUM05] Yumin, Lu, L. P. B. Katehi et D. Peroulis. 2005, « A novel MEMS impedance tuner simultaneously optimized for maximum impedance range and power handling », Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, p. 4 pp.

Annexe A – Article publié IEEE

MEMS Based Tunable Microwave Amplifier Design for Reconfigurable PCS1900 Mobile Application

Malek Ben Hammouda and Frédéric Domingue
Laboratoire de Microsystèmes et Télécommunication
Université du Québec à Trois Rivières (UQTR)
Trois Rivières, QC, Canada
malek.benhammouda@uqtr.ca
frederic.domingue@uqtr.ca

Messaoud Ahmed-Ouameur
Lyrtech Inc,
2800 Louis-Lumière Street
Québec City, G1P 0A4, QC, Canada
ahmed.ouameur@lyrtech.com

Abstract— A RF amplifier based on compact tunable MEMS impedance matching network was designed for sub-2GHz frequency applications. The amplifier uses a PHEMT transistor fabricated in GaAs technology while the MEMS circuits is fabricated using a dedicated UW-MEMS process. The performance of the amplifier is controlled for the PCS1900 frequency band while the gain is kept around the maximum available stable gain.

Keywords—RF-MEMS tuner; DMTL; CPW; Impedance matching; reconfigurable matching network.

I. INTRODUCTION

In the context to make the wireless device multi-standard and multi-band, it is necessary to develop a reconfigurable RF sub-system. Particularly, it would be useful to have reconfigurable amplifiers that can be adjusted according to the application or to external conditions. Because the input and the output impedances of microwave transistors vary with the operating conditions, i.e., frequency, bias, bandwidth, temperature, etc., tunable matching networks are essential to having a single amplifier that can be reconfigured for these conditions. The tunable matching networks are used to improve the effectiveness as well as the linearity of the microwave circuits by adjusting the operation frequency or the power level to compensate for the variation of input and output impedance.

Many reconfigurable matching networks based on RF micro electromechanical systems capacitive switches (RF-MEMS) have been proposed [1]–[5]. The stub-based MEMS networks perform well and offer good Smith chart coverage. The implementation of flexible matching networks for reconfigurable RF systems is justified by the need to reduce

the size of the circuits as well as the production cost. For this reason, many studies [2-5] have reported that the use of distributed transmissions lines with capacities MEMS (DMTL) have constituted an appropriate solution in the installation of agile matching systems. The MEMS tuner can be electronically controllable and offer great linearity and broad dynamic range over frequency. It relatively affords low energy consumption and lower insertion loss. However, the DMTL structures present, traditionally, the limited performances for applications in low frequencies and generally occupy a large surface of integration.

This paper presents the design and analysis of a reconfigurable RF amplifier based on a PHEMT transistor and a dedicated MEMS impedance matching network suitable for the PCS1900 frequency band. The methodology of the design, the steps of the fabrication as well as the results of simulation are exposed.

II. THEORY OF TUNABLE MATCHING NETWORK

A. DMTL Structures

The reconfigurable tunable matching network is based on the design of a line DMTL with adjustable characteristics. DMTL structure is defined as a coplanar transmission line (CPW) coupled to a cascade of MEMS capacitive switches C_b and MIM capacitance $CMIM$ as shown in Fig. 1. For each operating frequency band, the separate activation of MEMS capacitors makes it possible to adapt the system impedance. Thus, for a DMTL with N -sections, 2^N impedance states can be achieved.

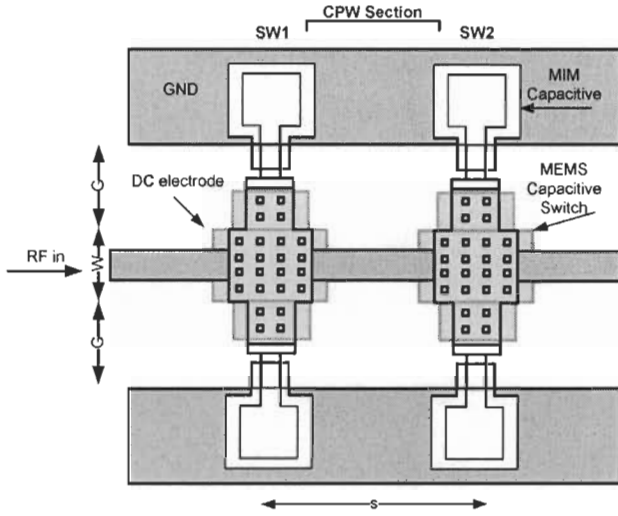


Figure 1. Schematic diagram of a DMTL structure.

B. Proposed MEMS device

In a general way, the performance of DMTL structure is optimized according to the best alternative for the main parameters of a line section, shown in Fig. 2. These parameters, namely DMTL's impedance Z_{DMTL} and DMTL's effective dielectric constant $\epsilon_{\text{reff-DMTL}}$ depend on the state of capacitive switch according to (1) and (2):

$$Z_{DMTL} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t + \frac{C_b}{s}}} \quad (1)$$

$$\epsilon_{\text{reff-DMTL}} = c^2 L_t (C_t + \frac{C_b}{s}) \quad (2)$$

Where, L_t and C_t are the distributed parameter of the unloaded transmission line, c is the speed of light, C_b is the bridge capacitance and s is the spacing between two consecutive MEMS switches.

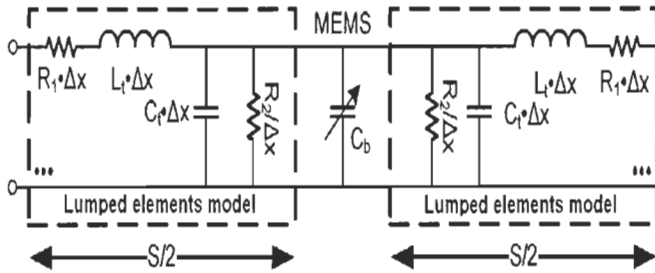


Figure 2. Equivalent circuit model of the DMTL unit cell.

With respect to the amplifier, the input matching network transforms the generator impedance $Z_1=50\Omega$ to an impedance Z_s , or in other words to the source reflection coefficient Γ_s . The output matching network transforms the impedance $Z_L=50\Omega$ to the load impedance Z_L or the load reflection coefficient Γ_L . Note that we use the nomenclature Z_s and Γ_s for the source impedance and source reflection

coefficient at the output port of the input matching network, and Z_L and Γ_L for the load impedance and load reflection coefficient at the input port of the output matching network shown in Fig. 3 [7]. The proposed reconfigurable tunable matching network is based on the design of a stub DMTL structure (Fig. 4). The performance of such a tunable matching network is quantified according to the uniformity of the Smith chart coverage around the required impedance Z_L and Z_s shown in Fig. 5.

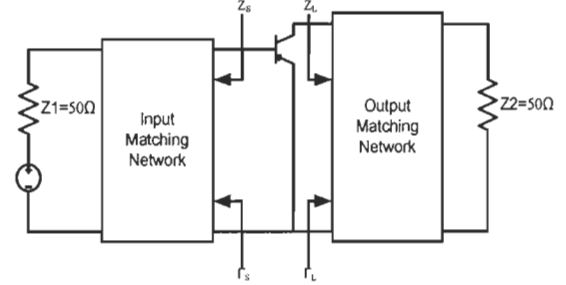


Figure 3. The reflection coefficient of the matching network.

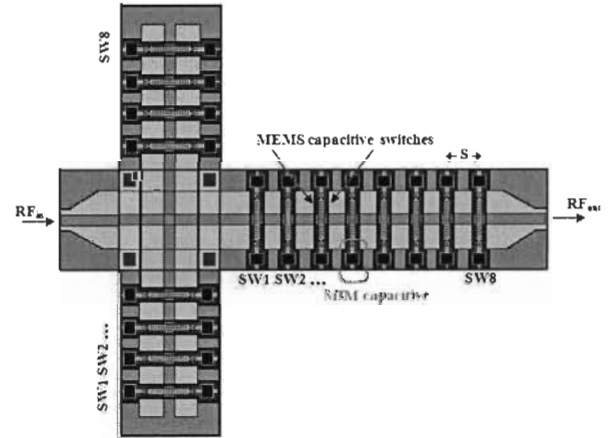
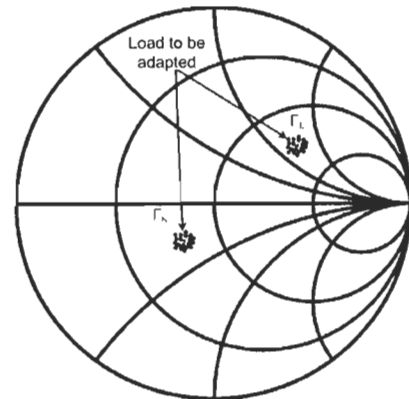


Figure 4. Schematic diagram of the proposed stub DMTL structure.

Figure 5. Required impedance (Γ_s and Γ_L) obtained by a tunable matching network.

III. TUNABLE AMPLIFIER DESIGN

The reconfigurable amplifier module is obtained by the cascade of an un-matched transistor with a compact tunable MEMS impedance matching network optimized for low frequency applications as shown in Fig. 6.

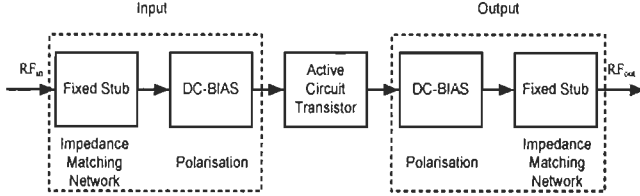


Figure 6. Block diagram of the proposed hybrid agile amplifier.

To obtain the maximum available gain, the impedance presented to a transistor must be adjusted as a function of the operating frequency and bias. Therefore, the impedance coverage of the MEMS impedance tuner must include the source/load impedances required by the transistor at the desired range of operating frequencies and for the selected bias conditions [6]. The proposed amplifier is based on a PHEMT transistor active device coupled with a DMTL stub matching network optimized for low frequency applications. The following sections describe the design approach.

A. Active Circuit Analysis

The TC1101 is a GaAs Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT) chip, which has very low noise figure of 0.5db, high associated gain and high dynamic range. To be unconditionally stable, it is necessary that the stability factor $K > 1$ and the reflection coefficient $b > 0$ [7]. Toward that end, a stability resistor R_{stab} of 210Ω is added. The DC-BIAS is composed of a capacitance MIM $C1 = 10\text{pF}$ and a resistance $R1 = 3\text{K}\Omega$.

B. Tunable MEMS Impedance Matching Network

The proposed impedance tuner is based on a stub DMTL structure optimized for PCS1900 frequency band. In a DMTL structure, the phase velocity and the impedance of a periodically capacitively-loaded transmission line can be adjusted by selectively varying different loading capacitances. The performance of the distributed impedance matching network, in the operating frequency band of interest, can be optimized through the choice of three design parameters, namely:

- The unloaded transmission line characteristic impedance Z_0 ;
- The electrical length S_e between two consecutive MEMS switches, which is determined by the physical length s and the DMTL effective dielectric constant $\epsilon_{\text{reff-DMTL}}$;

- The capacitance ratio C_r fixing by the MIM capacitance C_{MIM} .

Then, the up-state capacitance C_{b-up} is calculated using (3).

$$C_{b,up} = \frac{2sLl^2}{50^2(\sqrt{50^4(Cr-1)^2C_l^2 + 4CrLl^2} + 50^2(Cr-1)C_l)} - \frac{sC_l}{Cr} \quad (3)$$

Table I summarizes the DMTL design parameters. The simulated impedance points of the reconfigurable impedance matching network compared to the impedance Γ_s and Γ_L are shown in Fig. 7 (a) and (b) respectively.

TABLE I. DMTL DESIGN PARAMETERS

Symbol	Definition	Value
N	Number of sections	8
s	Section physical length (μm)	500
Z_0	Unloaded transmission line impedance (Ω)	70
ϵ_{reff}	Unloaded transmission line effective dielectric constant	5.289
$C_{b-(up/dn)}$	Bridge capacitance (fF)	84.8/940
$CMIM(1/2/3/4)$	MIM capacitance (fF)	64.84/280.15/51.53/400
$L(1/2/3/4)$	CPW length (μm)	0.45/0.71/1.04/0.35

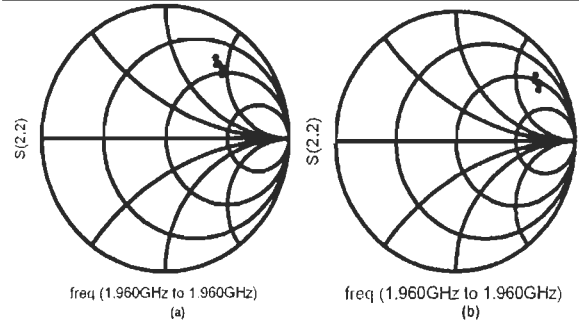


Figure 7. Simulated impedance points Γ_s (a) and Γ_L (b) of the reconfigurable impedance matching network.

C. Tunable amplifier results

The reconfigurable amplifier module loaded with the TC1101 is a GaAs Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT) chip. The DC-BIAS is used not to let wave RF be propagated towards the supply system and a compact tunable MEMS impedance matching network optimized all shown in Fig. 8.

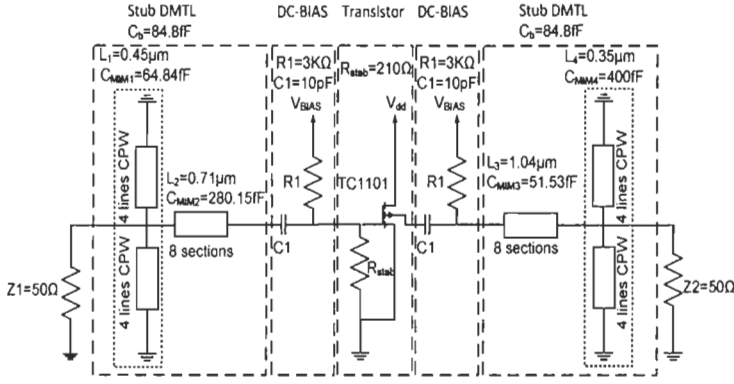


Figure 8. Proposed tunable amplifier for the PCS1900 frequency band.

IV. RESULTS

A. Fabrication process

The proposed device will be fabricated at the Centre for Integrated RF Engineering (CIRFE) of the University of Waterloo using a six-mask process [8]. First, a 70 nm layer of chromium is E-beam deposited on a 625μm alumina substrate and patterned to form the biasing lines. Then, a 40 nm layer of evaporated chromium and a 1μm layer of gold are defined using a typical bilayer liftoff technique. Next, a 30 nm TiW adhesion layer and a 0.7 μm plasma-enhanced chemical vapor deposition (PECVD) silicon oxide layer were deposited and dry-etched in a reactive ion etching chamber in the third photolithography step. This oxide layer is used as the capacitive switch dielectric layer. Subsequently, the 2.5 μm polyimide sacrificial layer was spin-coated and baked. The fourth mask was then used to create the anchors by reactive ion etching (RIE) employing a thin aluminum masking layer. The fifth mask was used to partially etch the polyimide in order to make the dimples. During the next step, the structural layers were formed using a 1.15 μm-thick electroplated gold on a 100 nm Au seed layer. Finally, the devices were released in oxygen plasma [5].

B. Simulated results

The flexibility and agility of the proposed amplifier are confirmed by the results shown in Fig. 9, Fig. 10 and Fig. 11 where the S parameters of the reconfigurable amplifier module are presented for the PCS1900 frequency band. These results show a level of gain approaching the maximum achievable stable gain with return loss better than 15 dB in all cases. It is possible to obtain stable operation with good matching and high gain (close to the maximum stable gain) by using the proposed re-configurable amplifier circuit. The results shows a gain S21 higher than 19 dB with a return loss better than 20dB for the PCS1900 band. The unique advantage of such amplifier is the diminishing gain (not flat gain over all the frequency band) away of the intended frequency center. This helps in improving the inband and out of band interferer blocker performance if used as a first stage LNA.

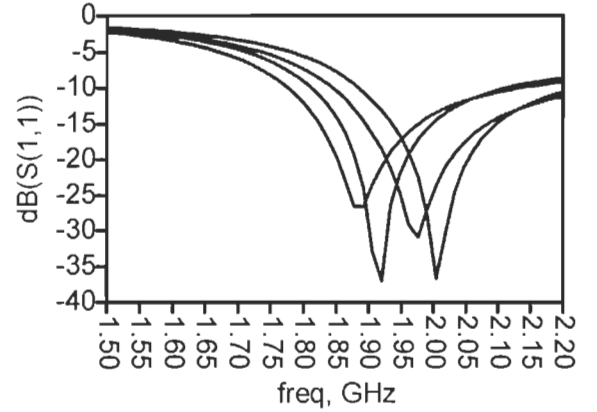


Figure 9. Simulated input return loss for the reconfigurable amplifier.

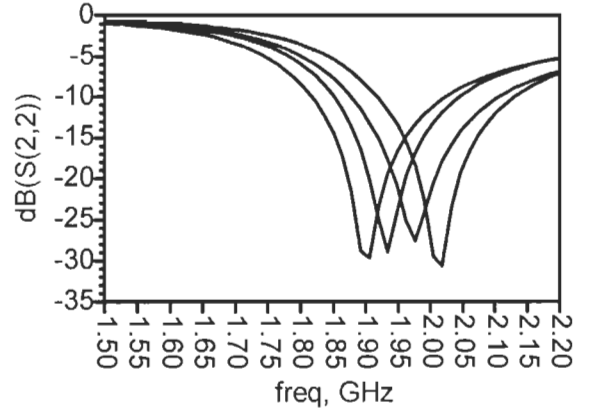


Figure 10. Simulated output return loss for the reconfigurable amplifier.

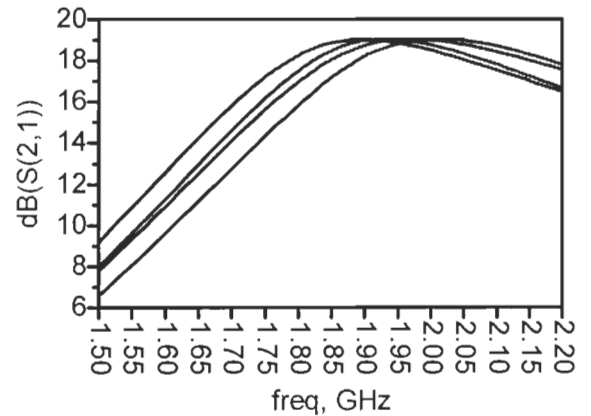


Figure 11. Performance of the reconfigurable amplifier for different impedance.

V. Conclusion

This paper presented the design of a reconfigurable amplifier operating at PCS1900 frequency band using a compact reconfigurable MEMS matching network, DC-BIAS and unmatched PHEMT transistor. The reconfigurable tunable matching network is based on the design of a line

DMTL with adjustable characteristics. The performance of such a circuit is quantified according to the uniformity of repartition of the various values of impedances. The gain of the proposed amplifier module is kept around the maximum available stable gain of more than 18dB while maintaining the return loss below 15dB.

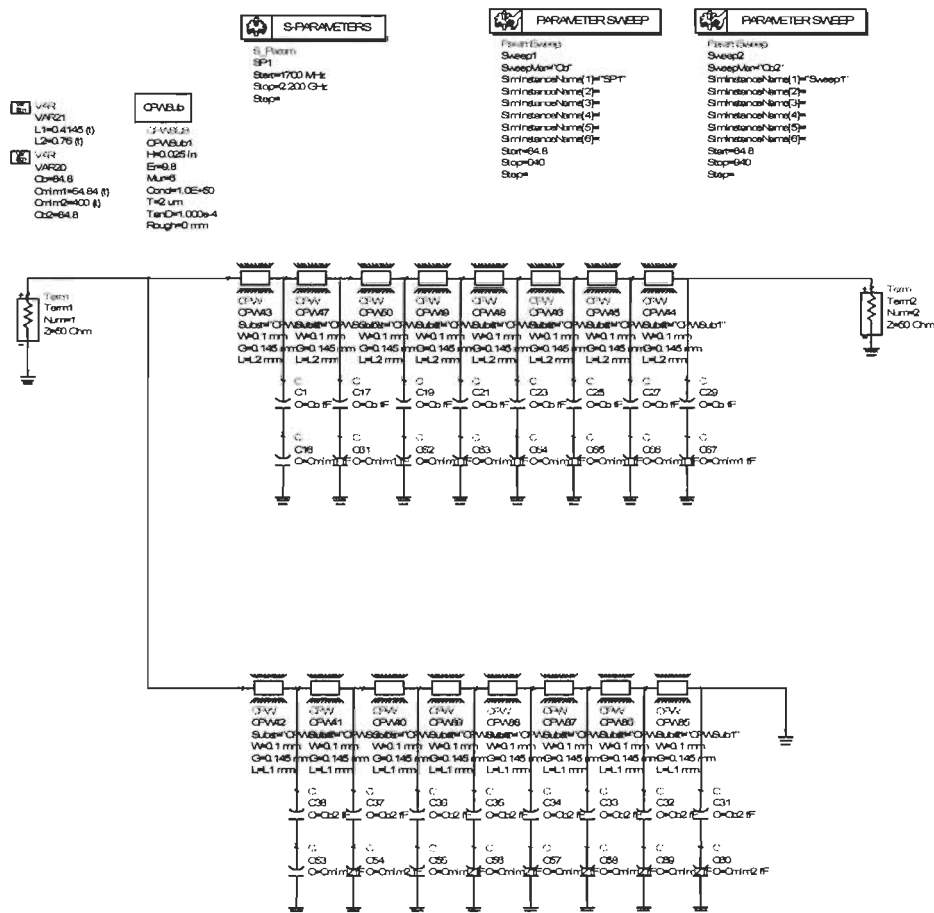
ACKNOWLEDGMENT

The author would like to thanks the Canadian Microelectronics Corporation (CMC) and the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC) for their financial support.

REFERENCES

- [1] T. Vaha-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "A 20–50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 4, pp. 205–207, Apr. 2005.
- [2] S. Fouladi, A. A. Fomani, and R. R. Mansour, "A novel reconfigurable impedance matching network using DGS and MEMS switches for Millimeter-Wave applications," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2008, pp. 145–148.
- [3] F. Domingue, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, "Improved distributed MEMS matching network for low frequency applications using a slowwave structure," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2008, vol. 2008, pp. 1279–1282.
- [4] Domingue, F. Fomani, A.A. Kouki, A.B. Mansour, R.R., «Distributed Phase Shifter with Enhanced Variability and Impedance Matching», 38th European Microwave Conference, P. 108 - 111. October 2008.
- [5] F. Domingue, S. Fouladi, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, «Design methodology and optimization of distributed MEMS matching networks for low frequency applications», *IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques* Volume: 57 Issue:1, P. 3030 - 3041. November 2009.
- [6] F. Domingue, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, «Tunable Microwave Amplifier Using a Compact MEMS Impedance Matching Network» 2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.
- [7] Guillermo Gonzalez «Microwave Transistor Amplifiers Analyses and Design», Second Edition.
- [8] CIRFE. V3.0. « UW-MEMS DESIGN HANDBOOK ». Waterloo, Ontario (Canada).

Figure 6.1 Réseau d'adaptation d'impédance à l'entrée



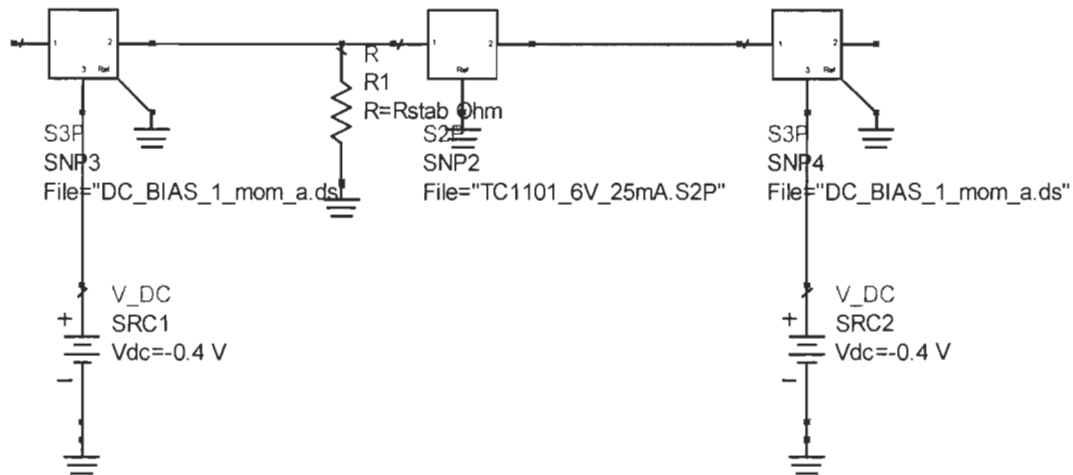


Figure 6.2 Circuit de polarisation et le circuit actif TC1101

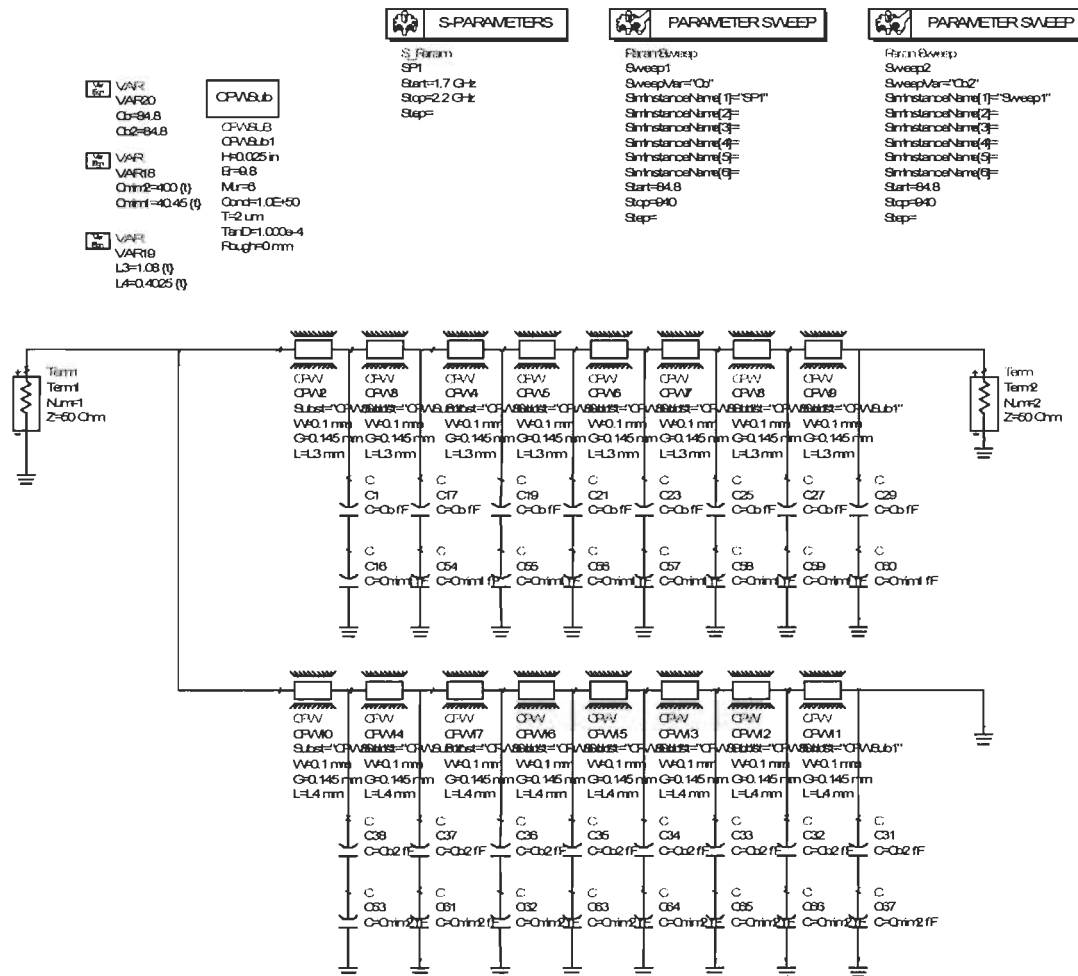


Figure 6.3 Réseau d'adaptation d'impédance à la sortie